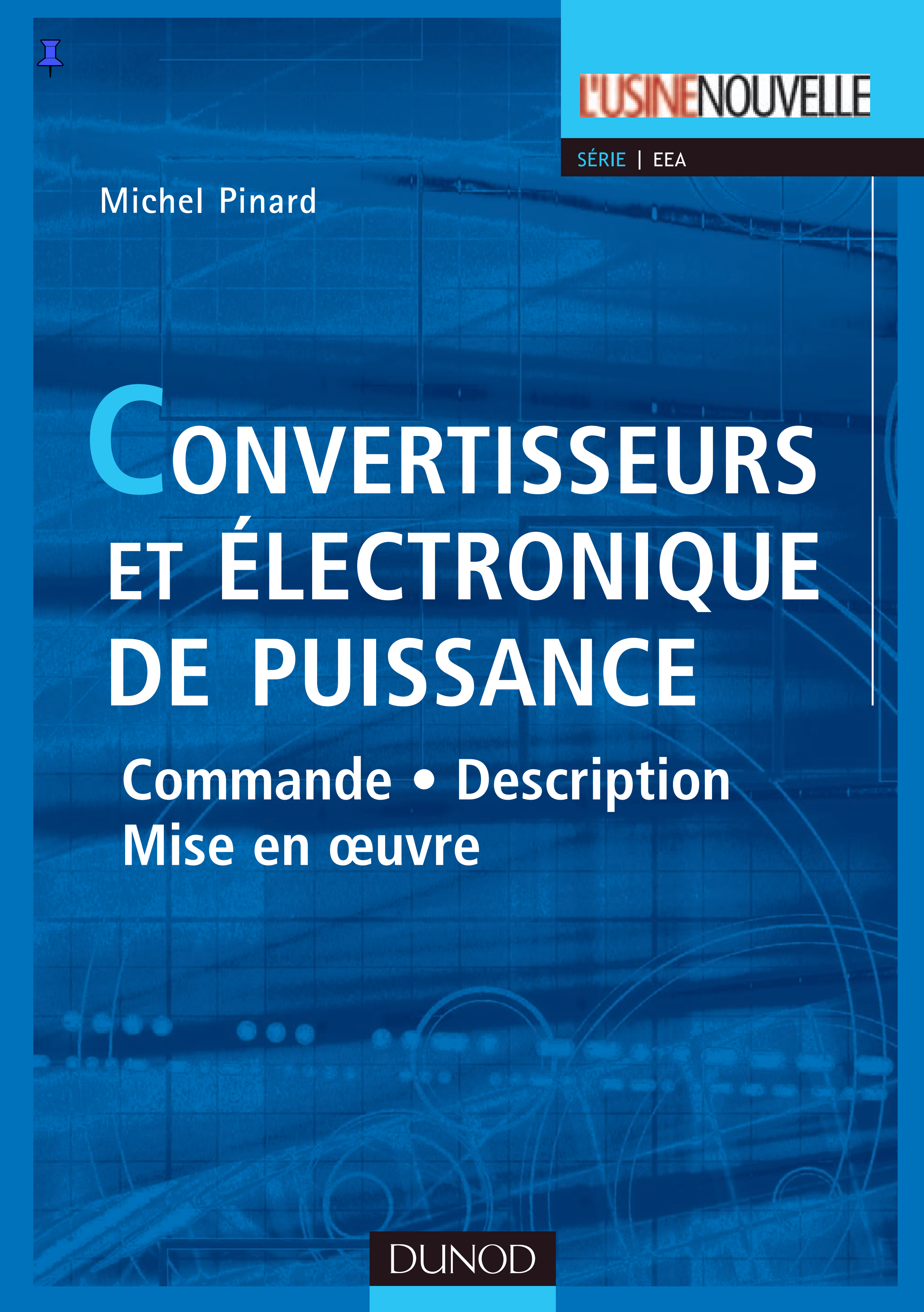

L'USINE NOUVELLE
SÉRIE | EEA
Michel Pinard
CONVERTISSEURS
ET ÉLECTRONIQUE
DE PUISSANCE
Commande • Description
Mise en œuvre
DUNOD

CONVERTISSEURS ET ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE

Électronique, électrotechnique, automatique, aux éditions DUNOD

- ***Acquisition de données***, 2e éd., Asch et coll., 528 p., 2003
- ***Les capteurs en instrumentation industrielle***, 6e éd., Asch et coll., 864 p., 2006
- ***Radiocommunications numériques*** (en deux volumes), Baudoin et Villegas, 640 p. et 464 p., 2002
- ***Schémas et circuits électroniques*** (en deux volumes), 5e éd., Bourgeron, 512 p. et 536 p., 2005
- ***Les spécifications fonctionnelles - Automatismes industriels en temps réel,*** Brenier, 432 p., 2001
- ***Maintenance électrotechnique,*** Brown, Rawtani et Patil, 296 p., 2006
- ***Compatibilité électromagnétique,*** 2e éd., Charoy, 696 p., 2005
- ***Parasites et pertubations des électroniques - CEM*** (en quatre volumes) 2e éd., Charoy, 192 p., 2007
- ***LabVIEW 6.1- Programmation et applications,*** Cottet, 432 p., 2001
- ***Systèmes temps réel de contrôle-commande,*** Cottet et Grolleau, 568 p., 2005
- ***Électronique appliquée aux hautes fréquences, principes,*** De Dieuleveult, 440 p., 2001
- ***Principes et applications de l'électronique*** (en 2 volumes), De Dieuleveult, 344 p. et 384 p., 1997
- ***Tracés des circuits imprimés***, 2e éd., Dunand, 128 p., 2000
- ***Micro et nano-électronique***, Fanet, 416 p., 2006
- ***Perturbations harmoniques,*** Félice, 192 p., 2001
- ***Le Bus USB,*** 3e éd. (+ CD-Rom), Fenard, 160 p., 2007
- ***Électricité pratique,*** Fouchet, 392 p., 1984
- ***Électronique pratique***, 2e éd., Fouchet, 448 p., 1986
- ***Instrumentation industrielle,*** Grout, 544 p., 2002
- ***Les antennes,*** 3e éd., Houzé, 376 p., 2006
- ***Énergie solaire photovoltaïque ,*** 2e éd, Labouret, 312 p., 2005
- ***Systèmes électroniques embarqués et transport,*** Louvel, 336 p., 2006
- ***Aide-mémoire des composants électroniques,*** 3e éd., Mayé, 184 p., 2005
- ***Les alimentations électroniques***, 2e éd., Mayé, 480 p., 2006
- ***Moteurs électriques industriels,*** Mayé, 392 p., 2005
- ***Moteurs électriques pour la robotique***, 2e éd., Mayé, 296 p., 2006
- ***Applications en identification radiofréquence et cartes à puces sans contact,*** Paret, 424 p., 2003
- ***Identification et traçabilité en UHF-SHF,*** Paret, 550 p., AP 2007
- ***Identification radiofréquence et cartes à puce sans contact - Description,*** Paret, 336 p., 2001
- ***Le bus CAN - Applications,*** Paret, 368 p., 2001
- ***Réseaux multiplexés pour systèmes embarqués,*** Paret, 400 p., 2005
- ***Sécurité et automatique,*** PILZ, 328 p., 2005
- ***Commande électronique des moteurs électriques,*** Pinard, 600 p., 2004
- ***Pratique des oscilloscopes,*** Reghinot et Becker, 368 p., 1984
- ***VHDL : méthodologie de design et techniques avancées,*** Schneider, 304 p., 2001
- ***300 schémas d'alimentation***, 2e éd., Schreiber, 256 p., 1998
- ***400 nouveaux schémas radiofréquences,*** Schreiber, 368 p., 2000
- ***Guide pratique de la CEM,*** Tavernier, 208 p., 1999
- ***Les cartes à puce*** (+ CD-Rom), 2e éd., Tavernier, 360 p., 2007
- ***Les microcontrôleurs PIC*** (+ 2 CD-Rom) - ***Description et mise en œuvre***, 2e éd., Tavernier, 224 p., 2002
- ***Microcontrôleurs PIC : programmation en Basic*** (+ CD-Rom), Tavernier, 272 p., 2006
- ***Microcontrôleurs PIC - Recueil d'applications*** (+ CD-Rom) / 2e éd., Tavernier, 368 p., 2005
- ***Programmation en C des PIC*** (+ CD-Rom), Tavernier, 224 p., 2005
- ***Automatisation en hors procédés,*** Vogt, 320 p., 2003
- ***Automatisation en hors procédés,*** Vogt, 320 p., 2003
- ***Aide-mémoire d'électrotechnique,*** Mayé, 320 p., 2007
- ***Guide pratique de la mesure électrique,*** Peutot, Félice, Kholer, 450 p., 2007
- ***Guide de la protection électrique des équipements,*** Hewitson, 336 p., 2007
- ***Génie électrotechnique,*** Warne, 544 p., 2007
- ***PSPICE (+ CD-ROM) - Méthodologie d'utilisation et techniques avancées,*** 288 p., 2007

MICHEL PINARD

CONVERTISSEURS ET ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE

Commande, description, mise en œuvre
Applications avec LabVIEW

L'USINENOUVELLE

DUNOD

Le pictogramme qui figure ci-contre mérite une explication. Son objet est d'alerter le lecteur sur la menace que représente pour l'avenir de l'écrit, particulièrement dans le domaine de l'édition technique et universitaire, le développement massif du photocopillage.

Le Code de la propriété intellectuelle du 1er juillet 1992 interdit en effet expressément la photocopie à usage collectif sans autorisation des ayants droit. Or, cette pratique s'est généralisée dans les établissements d'enseignement supérieur, provoquant une baisse brutale des achats de livres et de revues, au point que la possibilité même pour les auteurs de créer des œuvres nouvelles et de les faire éditer correctement est aujourd'hui menacée.



Nous rappelons donc que toute reproduction, partielle ou totale, de la présente publication est interdite sans autorisation de l'auteur, de son éditeur ou du Centre français d'exploitation du droit de copie (CFC, 20, rue des Grands-Augustins, 75006 Paris).

ISBN 978-2-10-049674-7

TABLE DES MATIÈRES

B

Convertisseurs : Description

C

Convertisseurs : Études de cas

INTRODUCTION

Cet ouvrage s'intéresse à l'électronicien de puissance, dont la préoccupation est de gérer une transmission de la puissance dans des convertisseurs grâce à une commande composée de signaux électroniques.

L'électronique de puissance n'est possible que par le composant électronique, créateur ou transmetteur de signal. C'est ainsi que l'on expose dans le premier chapitre les commandes des convertisseurs à partir d'un composant analogique (amplificateur opérationnel) ou numérique (PIC, DSP ou FPGA). On obtient ainsi les signaux qui vont aller vers les composants de puissance.

Ensuite, les composants seront les interfaces ou « drivers » reliant la petite puissance des signaux de commande à la forte puissance obtenue par commutation dans les transistors MOS ou IGBT ou bien les triacs et, bien sûr, les thyristors.

L'ouvrage a pour ambition de présenter, de la manière la plus complète possible, le fonctionnement et les formulaires détaillés concernant les principaux convertisseurs, qu'il y ait ou non réversibilité :

– hacheurs à transistors, à thyristors;
– onduleurs à transistors;
– redresseurs à diodes, à thyristors;
– gradateurs à triac ou à thyristors.

Dans le cas des onduleurs, l'auteur s'est intéressé tout particulièrement à la modulation de largeur d'impulsions, à sa commande et ses effets.

L'étude des perturbations introduite par les interrupteurs est abordée, avec une présentation de la compatibilité électromagnétique (CEM), des filtrages possibles, et surtout des systèmes permettant la réduction des harmoniques de courant du réseau.

Les régimes transitoires jouent un rôle important dans le comportement des convertisseurs. L'auteur s'est efforcé de montrer comment un contrôle et une protection efficaces des composants de puissance peuvent éviter leur destruction.

Il a poursuivi en développant son discours sur les convertisseurs précédents, des résultats obtenus expérimentalement ou par simulation, jusqu'à l'aspect le plus concret et le plus industriel possible de leur application.

Cela explique les trois principales parties du livre :

– Partie A : on s'intéresse aux systèmes électroniques de commande qui permettent une action sur le transfert de puissance, soit par un opérateur, soit automatiquement.

– Partie B : on présente les divers types de convertisseurs possibles et on étudie leurs caractéristiques.
– Partie C : on considère des convertisseurs industriels, en montrant leurs qualités et leur limite d'utilisation.

Les développements mathématiques sont présentés en Annexe, en fin d'ouvrage. Nous y renvoyons le lecteur chaque fois que c'est nécessaire.
Certains chapitres ainsi que l'Annexe sont complétés par une analyse de certaines fonctions (spectre de Fourier) ou de fonctionnement (étude de formes d'onde) de convertisseurs en utilisant trois logiciels différents : Simulink, Pspice et LabVIEW. Le choix de ces logiciels a surtout un but pédagogique.
Cet ouvrage s'adresse aussi bien aux élèves ingénieurs, aux étudiants de maîtrise ou de troisième cycle, qu'aux industriels qui s'intéressent aux opportunités et aussi aux difficultés rencontrées dans la commande et le fonctionnement des convertisseurs.

Je dédie cet ouvrage à mes deux petites filles Ariane et Maud, nées dans ce XXIe siècle prometteur en avancées scientifiques et technologiques.

A

Systèmes électroniques de commande

1 • COMMANDE ANALOGIQUE ET NUMÉRIQUE. UTILISATION DE COMPOSANTS PROGRAMMABLES

1.1 Commande analogique de convertisseurs à découpage

1.1.1 Principe de la commande des convertisseurs à découpage

En électronique de puissance, on utilise de plus en plus des convertisseurs utilisant des interrupteurs électroniques fonctionnant soit à l'état passant (ou fermé), soit à l'état bloqué (ou ouvert). Le passage d'un état à l'autre s'effectue périodiquement. On note T_e cette période. On dit que le convertisseur fonctionne « en découpage » **si la période T_e est très faible devant T,** celle des sources de puissance utilisées par le convertisseur (voir le chapitre 5). En pratique, on choisit une période T_e entre $T_e = \frac{T}{100}$ et $T_e = \frac{T}{1\,000}$ selon les composants électroniques utilisés.

Dans le cas des redresseurs ou des gradateurs, la période T_e est un sous-multiple simple de la période T de la source alternative d'alimentation. En pratique, on a $T_e = T/2$ ou $T/3$.

Les fonctions triangulaires, qu'elles soient symétriques ou asymétriques, servent à la commande des composants constituant ces convertisseurs. La tension $v_e(t)$ est comparée à une tension continue de contrôle U_c pour obtenir la variation du transfert de puissance (voir chapitre 5).

1.1.2 Principe de la commande analogique

En première étude, il est nécessaire d'élaborer un signal (ou plusieurs signaux) de commande pour agir sur les interrupteurs (voir les chapitres 2 et 3). Il s'agit le plus souvent de créer des fonctions, triangulaire symétrique *tri*(t), triangulaires asymétriques ou « dents de scie » *scie_m*(t), *scie_d*(t) ou même triangulaires asymétriques décalées *scie_dec_m*(t) et *scie_dec_d*(t) par un montage électronique (voir annexe mathématique en fin d'ouvrage).

Ces fonctions sont obtenues sous forme de tension (notée $v_e(t)$). Ce signal de commande est alors analogique. On fait très souvent appel à des amplificateurs opérationnels.
Dans cet ouvrage, on préfère présenter un schéma synoptique pour chacune des fonctions triangulaires, en utilisant des schémas blocs.

1.1.3 Réalisation de la fonction triangulaire *tri*(*t*)

Pour réaliser la fonction triangulaire symétrique *tri*(*t*), on utilise un amplificateur inverseur, un intégrateur, et un comparateur à hystérésis. Le schéma bloc est présenté à la *figure 1.1*.

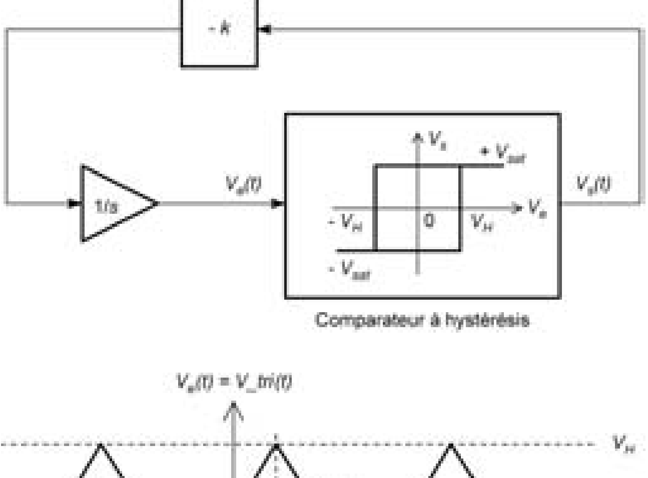


Figure 1.1 – Schéma bloc pour obtenir le signal triangulaire *tri*(*t*).

Selon l'état du comparateur à hystérésis, la tension $v_s(t)$ vaut $+ V_{sat}$ ou $- V_{sat}$. Les niveaux de basculement sont $- V_H$ et $+ V_H$. Le signal de commande $v_e(t)$ varie donc entre $- V_H$ et $+ V_H$. L'amplificateur est de gain k.

On a $\dfrac{V_e(s)}{V_s(s)} = -\dfrac{k}{s}$, ce qui correspond à une intégration. Si v_s vaut $- V_{sat}$, on obtient :

$$v_e(t) = -k\int v_s(t)\mathrm{d}t = k \cdot V_{sat} \cdot t$$

Le basculement a lieu pour $v_e = V_H$ et pour $t = T_e/4$.

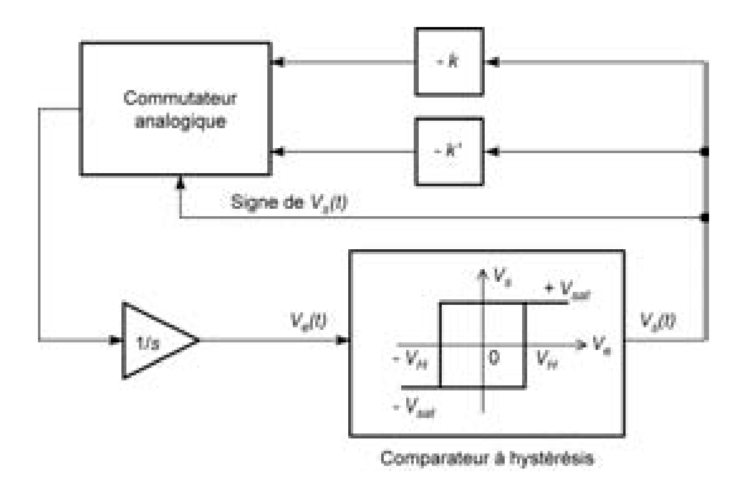
Soit $k \cdot V_{sat} \cdot T_e = 4\ V_H$.

On obtient ainsi le signal de commande $v_e(t) = V_H \times tri(t)$ avec $T_e = \dfrac{4 \times V_H}{k \times V_{sat}}$.

1.1.4 Réalisation des fonctions triangulaires asymétriques *scie_m*(*t*) et *scie_d*(*t*)

On utilise encore un amplificateur inverseur, un intégrateur, et un comparateur à hystérésis.

Mais, pour la fonction *scie_m*(*t*), un amplificateur de gain *k*. est réservé à la montée, tandis que la descente (très rapide) est obtenue par un autre amplificateur de gain *k′* beaucoup plus élevé (*k′* >> *k*). Un commutateur analogique commandé par le signe de $v_s(t)$ fait agir l'un ou l'autre amplificateur. Le schéma bloc est présenté à la *figure 1.2*.



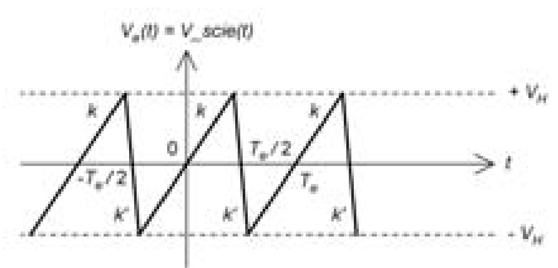


Figure 1.2 – Schéma bloc pour obtenir le signal triangulaire *scie_m*(*t*).

On a toujours $v_e(t) = -k\int v_s(t)\mathrm{d}t = k \cdot V_{sat} \cdot t$.

Le basculement a lieu pour $v_e = V_H$ et pour $t = T_e/2$.

Le signal de commande est donc $v_e(t) = V_H \times scie_m(t)$.

On a alors $k \cdot V_{sat} \cdot T_e \approx 2V_H$, soit approximativement $T_e = \dfrac{2 \times V_H}{k \times V_{sat}}$ si $k' >> k$.

Pour la fonction *scie_d*(t), l'amplificateur de gain k. est réservé à la descente, tandis que la montée est obtenue par un autre amplificateur de gain k' beaucoup plus élevé ($k' >> k$).

On obtient encore approximativement $T_e = \dfrac{2 \times V_H}{k \times V_{sat}}$ si $k' >> k$. On obtient alors le signal de commande :

$$v_e(t) = V_H \times scie_d(t)$$

1.1.5 Réalisation des fonctions triangulaires asymétriques décalées *scie_dec_m*(*t*) et *scie_dec_d*(*t*)

On utilise encore le diagramme précédent. Mais on a modifié le cycle d'hystérésis. Selon l'état du comparateur à hystérésis, la tension $v_s(t)$ vaut $+ V_{sat}$ ou $- V_{sat}$. Les niveaux de basculement sont 0 et $+ V_H$. Le signal $v_e(t)$ varie donc entre 0 et $+ V_H$.

Dans le cas de la fonction *scie_dec_m*(t), on procède comme pour la fonction *scie_m*(t) : un amplificateur de gain k est réservé à la montée, tandis que la descente (très rapide) est obtenue par un autre amplificateur de gain k' beaucoup plus élevé ($k' >> k$). Un commutateur analogique commandé par le signe de $v_s(t)$ fait agir l'un ou l'autre amplificateur.

On a encore $v_e(t) = -k\int v_s(t)\mathrm{d}t = k \cdot V_{sat} \cdot t$. On obtient alors le signal de commande :

$$v_e(t) = V_H \times scie_dec_m(t)$$

Le basculement a lieu pour $v_e = V_H$ et pour $t = T_e$.

On a alors $k \cdot V_{sat} \cdot T_e = V_H$, soit approximativement $T_e = \dfrac{V_H}{k \times V_{sat}}$ si $k' >> k$.

Dans le cas de la fonction *scie_dec_d*(t), on procède comme pour la fonction *scie_d*(t) *:* un amplificateur de gain k. est réservé à la descente, tandis que la montée est obtenue par un autre amplificateur de gain k' beaucoup plus élevé ($k' >> k$). Le comparateur à hystérésis est identique à celui du cas précédent. On obtient approximativement $T_e = \dfrac{V_H}{k \times V_{sat}}$ si $k' >> k$. Alors le signal de commande sera $v_e(t) = V_H \times scie_dec_d(t)$.

1.1.6 Réalisation pratique de la fonction $d_\alpha(t)$

Voir annexe mathématique en fin d'ouvrage.

On rappelle le cas considéré à la *figure 1.3*.

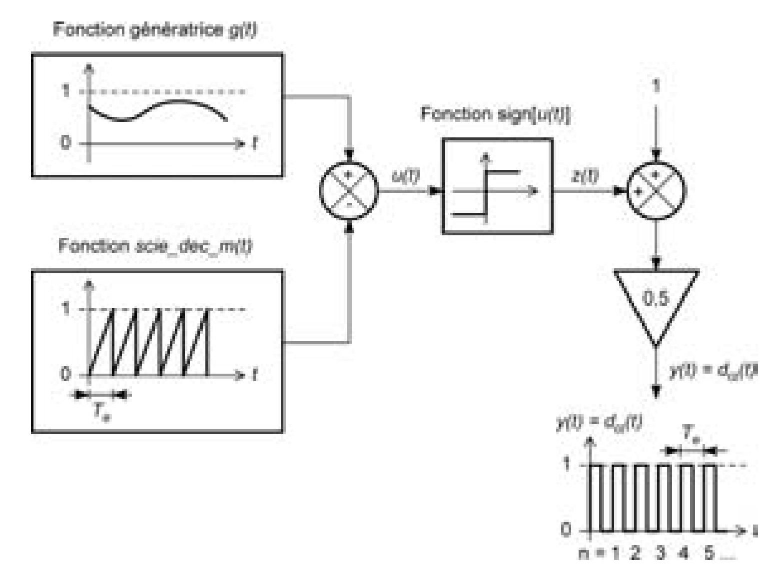


Figure 1.3 – Génération d'une forme d'onde impulsionnelle.

On a :

$$z(t) = sign\,[u(t)] = sign\,[g(t) - scie_dec_m(t)]$$

$$y(t) = 0{,}5 \times [z(t) + 1] = d_\alpha(t)$$

On rappelle que la **forme d'onde impulsionnelle de découpage** $d_\alpha(t)$, est une grandeur formée d'impulsions de niveau « 0 » ou « 1 » disposées selon des intervalles de temps réguliers et constants (période T_e) à une largeur αT_e souvent variable $0 < \alpha < 1$. Cette forme d'onde permet la commande des hacheurs. C'est la fonction génératrice $g(t)$ qui impose le rapport cyclique α. On obtient tout simplement :

$$\alpha(t) = g(t) \text{ avec } 0 \leq g \leq 1, \forall\ t$$

En pratique, à la place de $d_\alpha(t)$, on considère la tension $v_e(t) = V_H \times scie_dec_m(t)$ (voir § 1.1.4). On considère également le **signal de commande** U_c, une tension continue choisie généralement telle que :

$$U_c = g \times V_H$$

Cela donne :

$$v_e(\alpha T_e) = U_c$$

Comme $v_e(t)$ **est proportionnelle à** t **sur l'intervalle** $[0, T_e]$ le rapport cyclique α est proportionnel à la tension de commande U_c.

1.2 Commande analogique de convertisseurs à thyristors

1.2.1 Principe de la commande des convertisseurs à thyristors

Les convertisseurs à thyristors sont utilisés depuis plusieurs décennies. Chaque thyristor est soit à l'état passant (ou fermé), soit à l'état bloqué (ou ouvert). Le passage d'un état à l'autre s'effectue périodiquement. La période T_e est un **sous-multiple entier simple** de la période T, de la source d'alimentation du convertisseur. (En pratique, on utilise $T_e = \frac{T}{2}$ ou $T_e = \frac{T}{3}$ selon le convertisseur utilisé.)

1.2.2 Réalisation d'un signal analogique de commande « Arc cosinus » pour redresseur à thyristors

On se limite ici au cas où le redresseur à thyristors intervient sur une source alternative monophasée ou triphasée de puissance, de **forme d'onde sinusoïdale**.
Il s'agit d'obtenir un réglage d'un angle de retard δ (dit angle de retard à l'amorçage d'un thyristor), par rapport à l'origine de **l'angle $\theta = \omega t$** imposée par la (ou une) tension sinusoïdale de référence $v_s(t)$ de la source de puissance :

La source de référence $v_s(t)$ est donnée par $v_s(t) = V_s\sqrt{2}\sin\theta$.
Il est pratique pour la commande des thyristors d'obtenir une variation de δ **en fonction d'une tension continue de commande U_c** telle que $\delta = \mathrm{Arc}\cos\left(\frac{U_c}{U_M}\right) = \cos^{-1}\left(\frac{U_c}{U_M}\right)$ où U_M est la valeur maximale de réglage de la tension U_c. On a alors $-U_M \leq U_c \leq +U_M$. On dit alors que la commande est du type « Arc cosinus ».
Dans la suite de cet ouvrage, on sera souvent amené à introduire la grandeur sans dimension $x = \frac{U_c}{U_M}$ avec $-1 \leq x \leq +1$.
Le schéma bloc d'un montage réalisant la commande « Arc cosinus » est présenté à la *figure 1.4*.
On intègre la tension de référence $v_s(t)$ pour obtenir une fonction « cosinus ». Un isolement galvanique est indispensable (par transformateur ou optocoupleur). Le coefficient $-k$ est un facteur d'échelle et doit être négatif. Il inclut à la fois le rapport de transformation m du transformateur d'isolement, et le réglage *reg* du niveau (par potentiomètre le plus souvent) du signal à l'entrée de l'intégrateur, noté $1/s$. Cela donne $k = reg \times m$.

On a alors $v_e(t) = -k\int v_s(t)\mathrm{d}t = kV_s\sqrt{2}\cos\theta$. Cette tension est comparée à la tension continue de commande U_c. Le basculement a lieu pour $U_c = v_e(\delta)$. Sur la *figure 1.4*, il correspond à l'instant t_0 tel que $\delta = \omega t_0$. Cela permet d'écrire que :

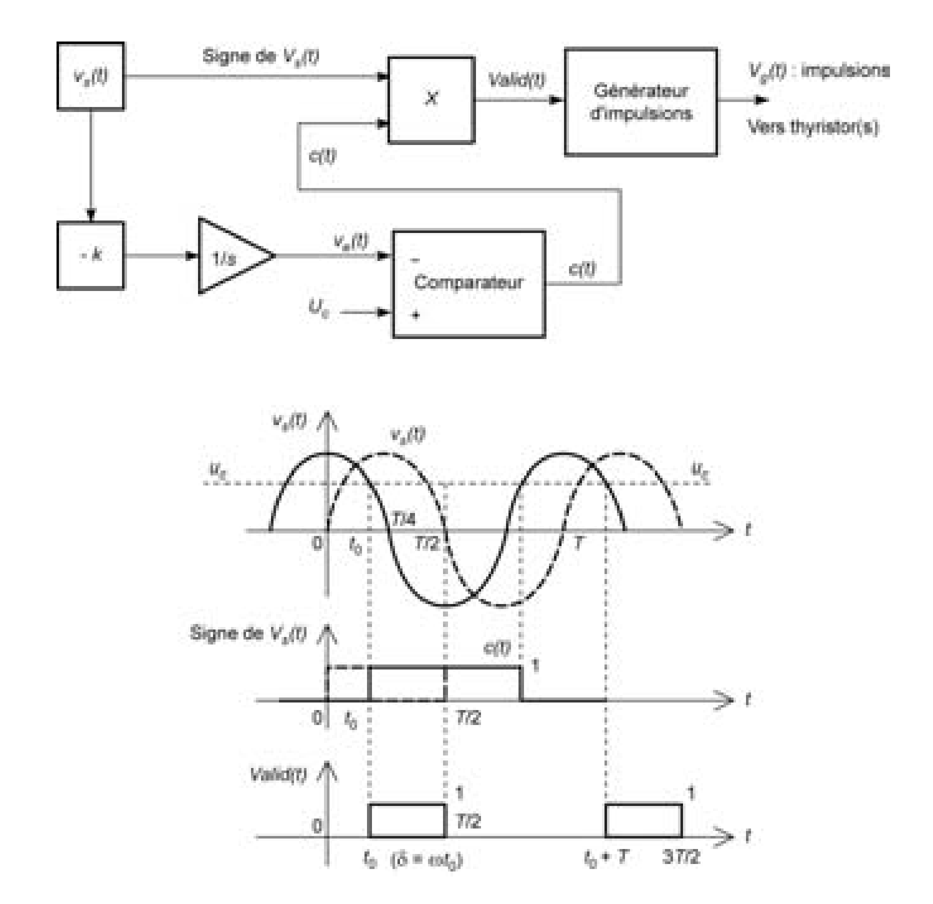


Figure 1.4 – Schéma bloc d'une commande « Arc cosinus ».

$$\delta = \text{Arc}\cos\left(\frac{U_c}{kV_s\sqrt{2}}\right) = \cos^{-1}\left(\frac{U_c}{U_M}\right) = \cos^{-1}(x)$$

En sortie du comparateur, la fonction $c(t)$ vaut « 1 » si $U_c > v_e(t)$ et « 0 » dans le cas contraire. On multiplie $c(t)$ avec la fonction *signe de* $v_s(t) = (sign(vs) + 1)/2$ qui vaut « 1 » si $v_s(t) > 0$, et « 0 » dans le cas contraire.

On obtient ainsi un signal :

– $Valid(t) = c(t) \times$ signe de $vs(t)$ si l'on utilise un multiplicateur analogique comme indiqué à la *figure 1.4*;
– $Valid(t) = c(t)$ « ET » signe de $v_s(t)$ si l'on utilise un « ET » opérateur logique.

Lorsque $Valid(t)$ vaut « 1 », le générateur fournit un « peigne d'impulsions » qui est envoyé vers la (ou les) gâchette(s) des thyristors. Il est ainsi possible de régler l'amorçage des thyristors selon δ. En pratique, le peigne passe par un transformateur d'impulsions dont le secondaire est relié à la gâchette du thyristor.

On obtient ainsi un « double isolement galvanique » :
– du côté de la source de puissance grâce au transformateur de rapport m;
– du côté du convertisseur à thyristors grâce au transformateur d'impulsions.

1.2.3 Réalisation d'un signal analogique de commande pour gradateur à thyristors ou à triac

On se limite au cas où le gradateur intervient sur une source alternative monophasée ou triphasée de puissance, de **forme d'onde sinusoïdale.**
Il s'agit d'obtenir un réglage d'un angle de retard δ (dit angle de retard à l'amorçage exprimé en radians), par rapport à l'origine de **l'angle** $\theta = \omega t$ imposée par la (ou une) tension sinusoïdale de référence $v_s(t)$ de la source de puissance. La fonction utile est la fonction « découpage » $d_\delta(t)$ (voir *figure 1.5*).

La source de référence $v_s(t)$ est donnée par $v_s(t) = V_s\sqrt{2}\sin\theta$.
On cherche une commande pour obtenir une commande « découpage » $d_\delta(t)$ où la variation de δ **en fonction d'une tension continue de commande** U_c est telle que $\delta = \pi \times \left[1 - \left(\frac{U_c}{U_M}\right)\right]$. U_M est la valeur maximale et $0 < U_c < U_M$. Ainsi, la puissance fournie par le gradateur est une fonction **croissante** de la tension U_c.
On réalise cette commande à partir de la fonction *scie_dec_d*(t) la fonction « dents de scie » **décalée descendante** variant entre + 1 et 0, de période $T_e = T/2$ telle que :

$$scie_dec_d(t) = 1 - \left(\frac{t}{T_e}\right) \text{ si } 0 < t < T_e \text{ modulo } T_e$$

Cela donne le schéma bloc d'un montage réalisant la commande, présenté à la *figure 1.5*.
On utilise la tension de référence $v_s(t)$ pour obtenir une fonction $U_M \times$ *scie_dec_d*(t) en synchronisme, c'est-à-dire :
– de période $T_e = T/2$, imposée par l'alimentation $v_s(t)$;
– une origine des temps commune telle $v_s(0) = 0$ avec une dérivée > 0, et *scie_dec_d*(0) = 1.

La tension $U_M \times$ *scie_dec_d*(t) est comparée à la tension continue de commande U_c.
Le basculement a lieu pour $U_c = v_e(\delta)$. Sur la *figure 1.5*, il correspond à l'instant t_0 tel que $\delta = \omega t_0$. Cela permet d'écrire que :

$$\delta = \pi \times \left[1 - \left(\frac{U_c}{U_M}\right)\right] = \pi(1 - x)$$

En sortie du comparateur, la fonction $c(t)$ vaut « 1 » si $U_c > v_e(t)$ et « 0 » dans le cas contraire. On multiplie $c(t)$ avec la fonction *signe de* $v_s(t)$ = (*sign*(vs) + 1)/2 qui vaut « 1 » si $v_s(t) > 0$, et « 0 » dans le cas contraire.

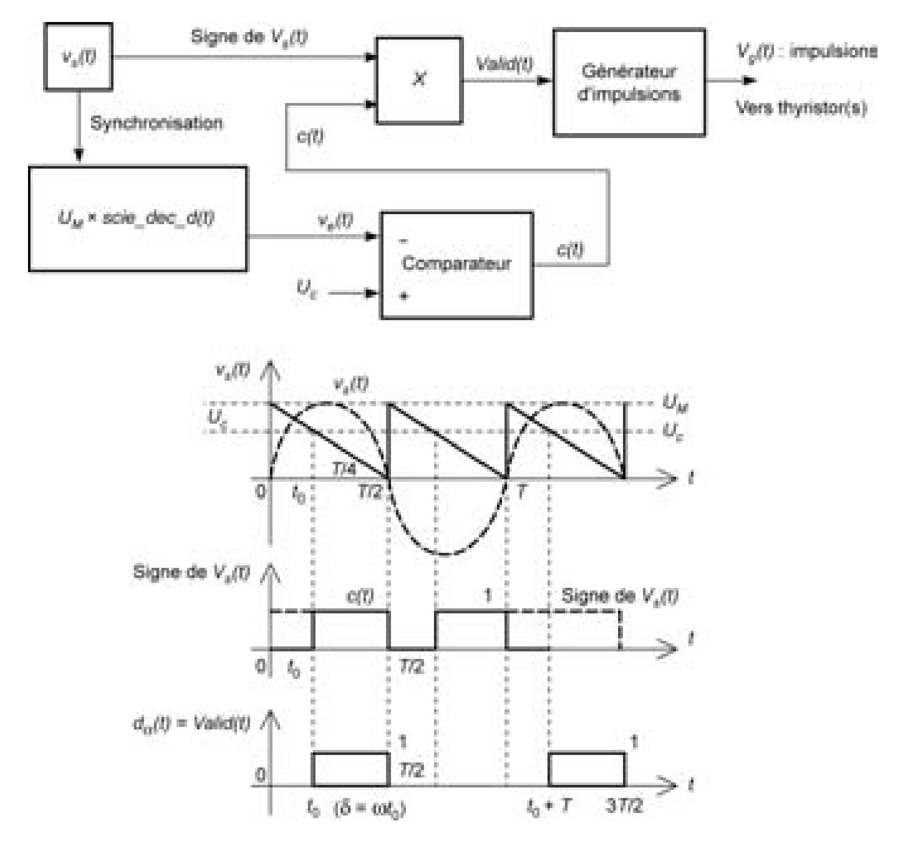


Figure 1.5 – Schéma bloc d'une commande « gradateur ».

On obtient ainsi un signal :

– *Valid*(t) = $c(t) \times$ *signe de* $v_s(t) = d_\delta(t)$ si l'on utilise un multiplicateur analogique comme indiqué à la *figure 1.4* ;
– *Valid*(t) = $c(t)$ « ET » signe de $v_s(t) = d_\delta(t)$ si l'on utilise un « ET » opérateur logique.

Lorsque *Valid*(t) vaut « 1 », le générateur fournit un « peigne d'impulsions » qui est envoyé vers la (ou les) gâchette(s) des thyristors ou du triac. Il est ainsi possible de régler l'amorçage des interrupteurs thyristors ou du triac selon δ. En pratique, le peigne passe par un transformateur d'impulsions dont le secondaire est relié à la gâchette des interrupteurs.

1.3 Commande numérique

1.3.1 Principe de la commande numérique

La commande numérique permet également la réalisation de signaux de commande de manière plus fiable qu'avec des montages utilisant l'électronique analogique. Elle fait appel à des circuits intégrés programmables.

Elle doit aussi inclure des « entrées » de contrôle (de courant, de vitesse, de température…) sous forme de signal logique ou numérique, pour protéger le système commandé.

Pratiquement, on distingue deux types de circuits programmables :

– les circuits utilisant des **processeurs** tels que microcontrôleur, le PIC (*Programmable Interrupt Controler*) ou le DSP (*Digital Signal Processor*). Ce qui caractérise ces circuits, c'est que la programmation s'effectue soit en langage assembleur, soit en langage « C ». L'architecture de ces composants étant déjà réalisée par le constructeur, on ne peut que modifier le programme pour adapter le composant à la commande souhaitée du convertisseur de puissance (voir exemple DSP au § 1.5) ;
– les circuits intégrés directement programmables de type FPGA (*Field Programmable Gate Array*). Ce qui caractérise ces circuits, c'est que la programmation s'effectue généralement en langage VHDL (*Very High Density Language*). L'utilisateur « construit » lui-même l'architecture de son composant en prévoyant les fonctions de commande et de contrôle souhaitées (voir exemple XILINX au § 1.6).

Dans le premier cas, le programme est enregistré dans une mémoire vive (type RAM) ou morte (type PROM, ou EPROM, ou EEPROM). Cette mémoire est soit interne, soit externe au processeur.

Dans le deuxième cas, le programme écrit en VHDL consiste à réaliser des fonctions de logique combinatoire ou séquentielle. Cette réalisation est obtenue en fin de programmation du FPGA. Le circuit fonctionne ensuite comme un circuit électronique (voir *figure 1.6*).

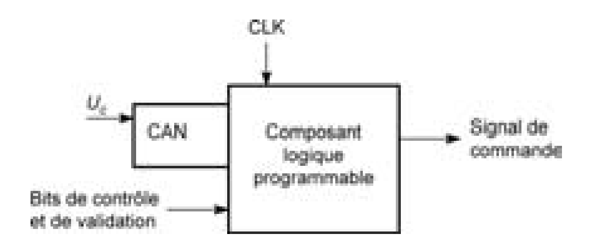


Figure 1.6 – Principe de la commande numérique.

La commande numérique est destinée à faire varier une ou plusieurs grandeurs essentielles intervenant dans un convertisseur de puissance.

1.3.2 Commande numérique de type « Arc cosinus »

On a étudié au § 1.2.2 la commande électronique des redresseurs à thyristors de type « Arc cosinus » pour obtenir une relation linéaire pour la détermination du transfert de la puissance. Ces convertisseurs sont synchrones par rapport à la tension $v_s(t)$ (sinusoïdale) de période T de la source alternative redressée, et la commande fait varier le retard t_0 à l'amorçage du (des) thyristor(s).

Le signal de synchronisation de période T est isolé galvaniquement de la source alternative. Il permet en outre de fixer l'origine des temps (mise à « 0 » du compteur).

On se place ici dans le cas où : $T_e = T = 2\,[2^N - 1]\,T_{CLK}$. Mais la commande n'a lieu que sur la **première demi-période** de la sinusoïde.

Le schéma bloc d'un montage réalisant la commande « Arc cosinus » est présenté à la *figure 1.7*.

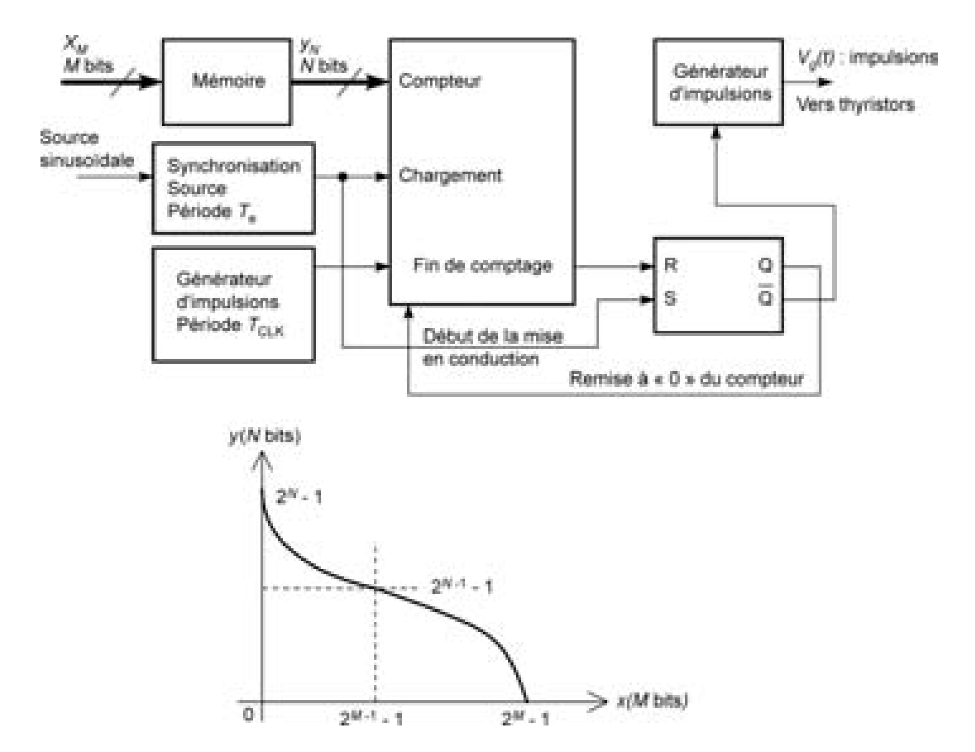


Figure 1.7 – Commande numérique « Arc cosinus ».

On utilise une mémoire (vive ou morte) adressée sur M bits, où les mots inscrits et lus sont exprimés sur N bits. Généralement, $M \geq N$, avec M et N nombres pairs. On choisit généralement $M = 10$ et $N = 8$.

La relation la plus utilisée est celle décrite ci-dessous.

Le numéro maximal d'adresse mémoire est $X_{\text{Max}} = 2^M - 1$. La valeur maximale lue est $Y_{\text{Max}} = 2^N - 1$. On donne alors la relation approchée :

$$y_N(nT_e) = Int\left[\left(\frac{2^N}{\pi}\right)\text{Arc}\cos\left(\frac{x_M(nT_e) - 2^{M-1} + 1}{2^{M-1}}\right)\right]$$

où *Int* […] représente la partie entière de l'expression entre crochets.

Le comptage s'effectue **par incrémentation** dans un compteur à la période T_{CLK} jusqu'à ce que son contenu soit égal à $y_N(nT_e)$. La durée est t_0, c'est aussi la durée du signal obtenu sur la sortie Q de la bascule R-S. La commande du (des) thyristor(s)

a lieu **à partir** de l'instant t_0. Le signal d'interface sera donc $\overline{Q}$. C'est lui qui est transmis pour la commande des thyristors.
Ensuite, le compteur est mis à « 0 » jusqu'au comptage suivant, déclenché par une nouvelle synchronisation.
La relation entre la durée du décompte t_0 et la commande numérique d'entrée $x_M(nT_e)$ (mot de M bits) est non linéaire.
La durée t_0 de retard à l'amorçage sera :

$$t_0 = y_N(nT_e) \times T_{CLK}$$

On en déduit **l'angle de retard à l'amorçage** $\delta = \omega_s \cdot t_0$ avec $\omega_s = 2\pi/T_s$.
En écrivant que $T_s \approx 2^{N+1}\ T_{CLK}$ et que $2^{M-1} - 1 \approx 2^{M-1}$, on obtient :

$$\cos\delta \approx \frac{x_M(nT_e)}{2^{M-1}} - 1$$

On obtient une relation linéaire entre $\cos\delta$ et x_M, ce qui revient à une fonction de type « Arc cosinus » entre l'angle δ et la grandeur $x = \frac{x_M(nT_e)}{2^{M-1}} - 1$ de réglage, **ce qui est pratique pour la commande des redresseurs à thyristors** (voir le chapitre 5).

1.3.3 Commande numérique pour gradateurs

Reprenons la *figure 1.7*. Dans le cas du gradateur, la commande en utilisant fonction « Arc cos(x) » ne présente pas d'intérêt. Il est possible de modifier les données enregistrées en mémoire pour obtenir :

- soit une relation de la forme $\delta = \pi(1 - x)$ comme pour le § 1.2.3;
- soit une relation telle que la puissance fournie par le gradateur soit une fonction linéaire de x (voir chapitre 6).

1.3.4 Commande numérique pour modulation de largeur d'impulsions

Le principe de la commande « par intersection sinus-triangle » est encore utilisé en commande numérique (voir annexe mathématique).
La fonction *tri*(t) est réalisée par un système « compteur-décompteur ». Sa période est T_e. Le temps t intervient alors par valeurs entières de $k \times T_{osc}$ où :

- T_{osc} est la période de l'oscillateur local (à quartz généralement);
- k est un entier positif fixe de préréglage, qui permet d'obtenir une unité de temps compatible avec le fonctionnement. Par exemple, si T_{osc} = 50 ns, on choisit $k = 10$ pour obtenir des incrémentations du compteur toutes les $k \times T_{osc}$ = 0,5 µs. Si la période T_e = 100 µs, la fonction *tri*(t) comporte 100 incrémentations pour la montée et 100 autres pour la descente. Cela donne $T_e = 200\ k \times T_{osc}$.

Remarque : on prend plus souvent le rapport $128 = 2^7$, plus facile à réaliser dans un processeur, plutôt que le rapport 100.

La fonction génératrice $g(t)$ est sinusoïdale de période T. Elle est obtenue :
- soit par conversion en numérique d'un signal analogique imposé en entrée;
- soit directement, par lecture à la période T_e de données en mémoire.

On désigne par $M = \frac{T}{T_e} = \frac{f_e}{f}$ le **rapport de modulation** (multiple de 4 de préférence).
Les comparaisons s'effectuent sur N bits. Les données exprimées par le compteur et la fonction génératrice doivent donc être aussi sur N bits.
La MLI peut être obtenue par intersection simple ou double.
- Si elle est simple, la forme d'onde est bipolaire :

$$y(t) = sign\,[g(t) - tri(t)].\ \text{Alors } y \text{ vaut } +1 \text{ ou } -1.$$

- Si elle est double, la forme d'onde est unipolaire :

$$y(t) = ½\,[sign\,[g(t) - tri(t)] - sign\,[-g(t) - tri(t)]].\ \text{Alors } y \text{ vaut } +1, 0 \text{ ou } -1.$$

Remarque : pour simplifier l'écriture précédente, on a choisi pour la variable temps t :
- t s'identifie à mkT_{osc} pour les fonctions $tri(t)$ et $y(t)$, avec k entier naturel (positif) fixe et m entier relatif;
- t s'identifie à nT_e pour la fonction $g(t)$, avec n entier relatif;
- en respectant la condition $kT_{osc} << T_e$.

Le temps étant « discrétisé » il convient de bien définir l'échelle de temps utilisé pour chaque grandeur mise en œuvre.

1.4 Étude de composants de commande numérique

1.4.1 Utilisation d'un processeur PIC (*Programmable Interrupt Controller*)

L'utilisation d'un processeur PIC est fréquente lorsqu'il s'agit de commander de manière simple un hacheur série à un seul transistor.
On prend ici le PIC de référence 16F87X. C'est un processeur de 8 bits. La fréquence de l'oscillateur pilotant le processeur est de 20 MHz. Il possède 3 *timers* qui permettent la réalisation de fonctions « numériques » $tri(t)$ ou $scie(t)$.
On s'intéresse ici au *timer* 2, noté TMR2, pour créer des signaux de type « découpage » à rapport cyclique réglable $d_\alpha(t)$ de période T_e servant à la commande d'un hacheur.
La broche CCP1 (borne 17) se programme en sortie en mettant à « 0 » le bit < 2 > du registre TRISC du PIC.
Le diviseur de fréquence est réglé par une valeur désignée par TMR2 *prescale value*, pour diviser la fréquence de f_{osc} par 1 ou 4 ou 16. On note $T_{osc} = 1/f_{osc}$.
Pour obtenir le signal de commande $V_{CCP1}(t)$, on procède comme suit :
- le registre PR2 est préalablement chargé par une donnée de 8 bits pour fixer la période T_e du hacheur;
- le registre CCPRIL est chargé par une valeur de 8 bits pour fixer $\alpha T_e = T_1$.

SYSTÈMES ÉLECTRONIQUES DE COMMANDE

A

– on programme le registre de contrôle T2CON pour fixer la valeur TMR2 *prescale value* et obtenir la mise en route ou l'arrêt du *timer*.

À chaque « nouvel » instant (TMR2 *prescale value*) $\times T_{osc} \times 4$, le compteur (8 bits) TMR2 s'accroît d'une unité. Il est donc croissant par incrémentation. Pour obtenir T_e, le comparateur 0 vérifie le contenu fixe de PR2 à celui de TMR2. À l'égalité, on a nécessairement :

$$(PR2 + 1) \times (TMR2\ prescale\ value) \times T_{osc} \times 4 = T_e$$

Alors, le contenu de CCPRIL et des bits < 4 > et < 5 > de T2CON est transféré vers le registre CCPRIH, et celui de TMR2 est mis à « 0 ».
On envoie « 1 » sur l'entrée « S » de la bascule R-S et la sortie donne $V_{\text{CCP1}} = 1$.
Pour obtenir la durée $\alpha T_e = T_1$, le comparateur 1 vérifie le contenu du registre CCPRIH au registre TMR2, (croissant comme précédemment, par incrémentation) auquel on a ajouté 2 bits de poids faible, provenant d'une horloge interne (d'où la raison de la multiplication par 4 pour l'expression de T_e). On obtient alors à la comparaison :

$$(CCPRIH) \times (TMR2\ prescale\ value) \times T_{osc} = \alpha T_e = T_1$$

On constate ainsi qu'à cette deuxième comparaison, on envoie « 1 » sur l'entrée « R » de la bascule R-S et la sortie donne $V_{\text{CCP1}} = 0$.

On en déduit que le rapport cyclique est donné par $\alpha = \dfrac{(CCPRIH)}{4 \times (PR2 + 1)}$. Comme le registre CCPRIH est en 10 bits, et le registre PR2 en 8 bits, on retrouve grâce à la multiplication par 4 que le rapport cyclique est inférieur à 1, à condition de respecter (voir *figure 1.8*) :

$$(CCPRIL) < 4 \times (PR2)$$

La plus petite variation du rapport cyclique $\Delta\alpha$ est fixée par l'incrémentation ou la décrémentation du registre CCPRIH. Cela donne :

$$\Delta\alpha = \frac{1}{4 \times (PR2 + 1)}$$

En définitive, c'est la première comparaison qui fixe la période T_e du hacheur, et la deuxième le rapport cyclique.
Le PIC réalise donc de manière interne la fonction $scie_dec_m(t) = TMR2$ (*timer* 2) par incrémentation de TMR2. Le temps ***t* est discrétisé** et intervient alors par valeurs entières de (*TMR2 prescale value*) $\times T_{osc} \times 4$.
La deuxième comparaison fait intervenir la grandeur de réglage (ou de commande) :

$$x = (CCPRIH) \times (TMR2\ prescale\ value) \times T_{osc}$$

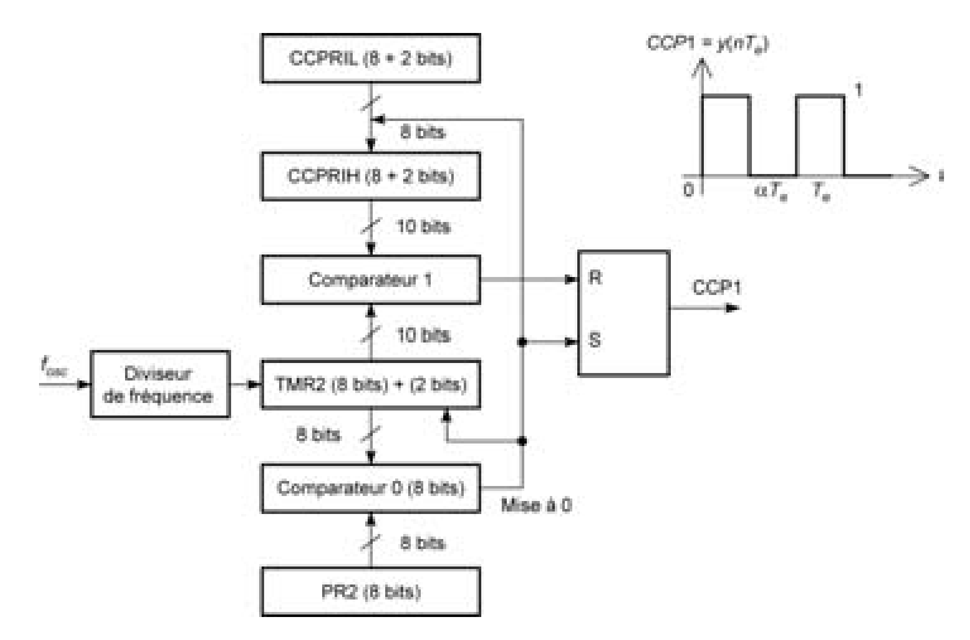


Figure 1.8 – Commande numérique de la fonction $d_\alpha(t)$ par processeur PIC.

Cela détermine la grandeur de sortie (*figure 1.8*) :

$$V_{\text{CCP1}}(t) = y(t) = 0{,}5 \times [sign(scie_dec_m(t) - x(t)) + 1] = d_\alpha(t)$$

(Voir annexe mathématique.)
On a encore :

$$TMR2(\alpha T_e) = x$$

Comme $TMR2$ est proportionnel à t (discrétisé) sur l'intervalle $[0,\ T_e]$, le rapport cyclique α est proportionnel à la grandeur de commande x.

1.4.2 Utilisation d'un processeur DSP (*Digital Signal Processor*)

L'utilisation d'un processeur DSP est fréquente pour obtenir une commande en modulation de largeur d'impulsions. On lui fait réaliser de manière interne pour chaque phase une « **intersection sinus-triangle** » (voir *figure 1.9*).

Cela consiste à comparer périodiquement le niveau d'une fonction triangulaire engendrée par un « *timer* » dans le processeur (le DSP) à une fonction génératrice $g(t)$ en principe sinusoïdale, obtenue par calcul ou par lecture de valeurs dans une mémoire.

Plaçons-nous dans le cas du monophasé. Dans **le mode simple**, la valeur de $g(t)$ est chargée (au point P sur la figure) à chaque période T_e dans un registre qui va comparer **le niveau *tri*(*t*)** au signal triangulaire.

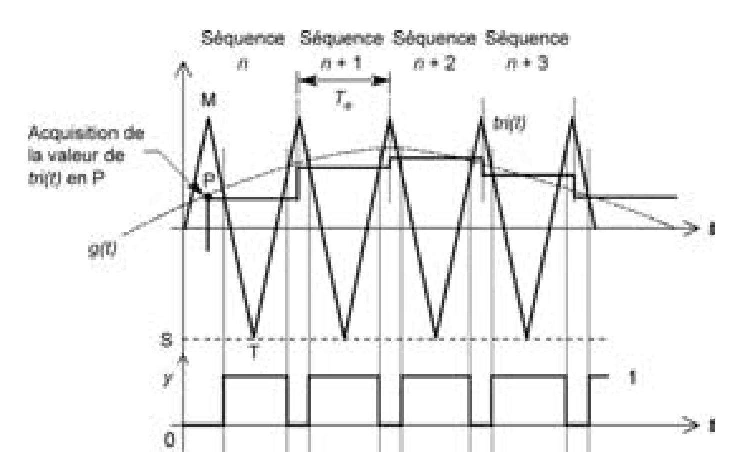


Figure 1.9 – « Intersection onde génératrice-triangle » pour la commande numérique.

On note la durée $\alpha(n)T_e$ de la commande correspondant à y pour une durée résultant de la « **comparaison niveau-triangle** » (voir *figure 1.10*).

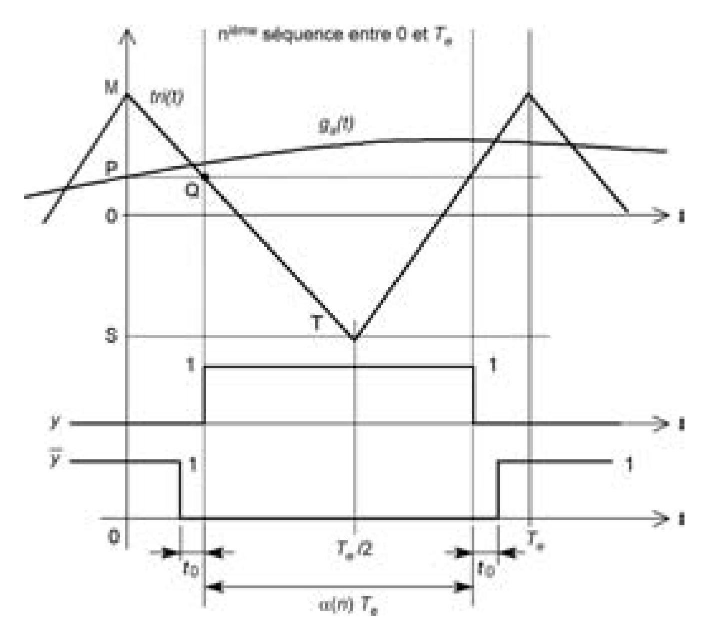


Figure 1.10 – « Intersection niveau-triangle » pour la commande numérique.

En pratique, on n'a pas exactement $y + \overline{y} = 1$ à cause du temps mort de durée t_0.

La fonction génératrice $g(t) \leq OM$ correspond à l'onde sinusoïdale modulante de la MLI (voir page 135), de fréquence $f = 1/T$. Les triangles MPQ et MST sont semblables, et on peut en déduire :

$$\frac{|PQ|}{|ST|} = \frac{|PM|}{|SM|}$$

Cela donne :

$$\frac{\frac{1}{2}\left(T_e - \alpha(n)T_e\right)}{\frac{1}{2}T_e} = \frac{1-g}{2} \text{ avec } \boldsymbol{OM} \textbf{ normalisé égal à 1}$$

soit $1-\alpha(n) = \frac{1}{2}(1-g)$ et, finalement, on obtient $\alpha(n) = \frac{1}{2}(1+g)$.

Le registre permettant l'obtention de la période de modulation T_e à partir de la période T_{osc} d'horloge du DSP est de 16 bits. La valeur maximale de ce registre est $2^{16} - 1 = 65\ 535$, ce qui donne par exemple pour $T_{osc} = 38{,}5328$ ns **une période maximale de $T_e = 5{,}0505 \times 10^{-3}$ soit une fréquence de 198 Hz.** Il faut signaler que cette valeur de T_e n'est pratiquement jamais utilisée et qu'en pratique, avec les composants rapides actuels (transistors MOS ou IGBT) la fréquence $f_m = 1/T_m$ est choisie entre 10 kHz et 20 kHz. Par exemple, pour $f = 50$ Hz, on obtient avec $f_e =$ 10 kHz, **la valeur du rapport** $M = \frac{f_e}{f} = 200$.

Pour $f_e = 10$ kHz, le registre sera chargé à la valeur 2 596, ce qui donne une fréquence exacte de $f_e = 9\ 996{,}88$ Hz. La précision maximale de la valeur de $\alpha(n)$ est d'autant plus grande :

– que M est élevé, car le chargement des nouvelles valeurs de g sera plus fréquent, pour une fréquence f donnée de l'onduleur ;
– que le pas de montée ou de descente de la fonction triangle est petit. Cela est fixé par le chargement d'un registre particulier fixant la période de référence du *timer* générateur de la fonction triangle.

Dans **le mode double**, le processeur effectue une double acquisition durant la période T_e, et donc une double comparaison, ce qui provoque des valeurs différentes de $\alpha(n)$ (MLI asymétrique) ; la précision est meilleure.

1.5 Le DSP TMS320LF2407 de Texas Instruments

1.5.1 Présentation

On utilise ici une carte DSP spécifique pour la commande de moteurs électriques : le TMS320LF2407 de Texas Instruments.

La génération de DSP TMS320C24x de Texas Instruments a été conçue pour être aussi facile d'usage que les microcontrôleurs de 8 ou 16 bits. Ces DSP peuvent fonctionner au moins à 20 millions d'instructions par seconde (MIPS).

Le DSP TMS320LF2407 de 144 broches est la dernière version de cette génération. Il peut fonctionner à 30 millions d'instructions par seconde (MIPS).

Il utilise en principe des données de 16 bits en virgule fixe. Il est utilisable pour des techniques de contrôle adaptatif, de logique floue, de filtres de Kalman. Il est possible d'envisager des filtres numériques réjecteurs de fréquence pour éliminer certaines fréquences mécaniques.

Sa puissance de calcul lui permet d'utiliser des algorithmes en temps réel, plutôt que les « tables optimisées » approximatives explorées par un microcontrôleur.

Il est utilisé pour la commande de moteurs à courant alternatif, tels que le moteur synchrone, à réluctance variable, asynchrone, et aussi pour les moteurs pas-à-pas.

1.5.2 Architecture interne du processeur

Trois espaces mémoire sont prévus (voir *figure 1.11*) :

- l'espace mémoire programme ;
- l'espace mémoire données ;
- l'espace mémoire entrée/sortie (*I/O space*).

L'architecture du DSP est donc une architecture de *Harvard modifiée*.

Chaque espace mémoire correspond à 64 kmots de 16 bits. Cette architecture permet de faire fonctionner dans le même temps dans le noyau CPU :

- une multiplication (*Multiplier*) ;
- une addition dans l'accumulateur (CALU) ;
- un nouvel adressage (ARAU).

L'unité centrale (CPU), le bus périphérique, et surtout le gestionnaire d'événements « *event manager* », gèrent les fonctions les plus importantes de ce DSP.

D'autre part, on y remarque :

- les *timers* ;
- les ports de communication série ;
- les convertisseurs analogique-numérique ;
- les systèmes de protection : détection basse tension ; chien de garde (*watchdog*).

1.5.3 Le noyau de calcul CPU

La durée de traitement d'une instruction est de 33 ns.

L'unité centrale ALU est de 32 bits (CALU).

L'accumulateur est de 32 bits.

Le multiplieur est de 16*16 bits donnant un produit sur 32 bits.

Trois registres à décalage.

Huit registres auxiliaires pour adressage de la mémoire de données (ARAU) (générateur d'adresses) Ce DSP contient deux registres d'état non adressables (en mémoire dite de données) appelés ST0 et ST1, qui fixent les conditions de fonctionnement du processeur.

1.5.4 Les caractéristiques de ce DSP

Mémoire : 544 mots de 16 bits sur la DARAM (*Dual Access RAM*) soit en données, soit en programme :

– jusqu'à 32 k*mots de 16 bits de programme ROM ou Flash EEPROM;
– 192k*mots de 16 bits de mémoire globale maximale adressable (64 k programmes, 64 k données, 64 k en I/O);
– module de mémoire externe avec temps d'attente, sur bus de 16 bits de programme et 16 bits de données.

Contrôle : opération de pipeline sur quatre niveaux. Le pipeline permet d'accélérer les calculs du processeur.
Huit niveaux de pile.
Six interruptions externes, dont quatre masquables. Les interruptions non masquables sont le *Reset*, le NMI. Le *Power Driver Protection Interrupt* (PDPINT) est masquable avec trois autres interruptions. Il sert à protéger le moteur ou le convertisseur de puissance contre des surtensions, des surintensités, ou des élévations anormales de la température.
Le NMI est un « *soft reset* » qui affecte seulement certaines fonctions.
Instructions :

– possibilité d'adressage indexé;
– possibilité de « *bit-reverse* » pour le calcul de la FFT (transformée de Fourier);
– instructions prévues pour le déplacement des données ou des codes de programme.

Technologie C-MOS : quatre modes pour fonctionner en puissance réduite.
Gestion du programme; l'adressage de la mémoire programme utilise :

– un compteur de programme (PC) de 16 bits;
– un registre d'adresses (PAR) qui gère le bus de programme (16 bits) aussi bien pour la lecture que pour l'écriture;
– une pile de 8 niveaux pour des données de 16 bits;
– une micropile (MSTACK) pour stocker occasionnellement une adresse de 16 bits en retour.

Deux gestionnaires d'événements. Chacun des gestionnaires permet l'utilisation de :

– deux *timers* de 16 bits d'usage général;
– huit canaux pour la modulation MLI (PWM), modulation de largeur d'impulsions pour la commande des onduleurs triphasés;
– trois unités de capture pour des phénomènes externes;
– un circuit d'interface pour les codeurs en quadrature;
– une commande MLI adaptée pour les moteurs asynchrone, synchrone type *brushless*, à réluctance variable, ou bien pas-à-pas.

Transmission de données vers ou en provenance de l'extérieur.
Huit, voire seize entrées multiplexées, de convertisseurs analogiques numériques de 10 bits. La durée de conversion minimale est de 500 ns. Cette conversion peut être déclenchée par des séquenceurs liés aux unités de capture de phénomène externe.
Jusqu'à 40 broches I/O programmables multiplexées (GPIO) :

– une boucle PLL;

– un *timer* « *watchdog* » (chien de garde) avec interruption ;
– une interface de communication série (SCI) ;
– une interface série périphérique (SPI) ;
– une interface « temps réel » JTAG permettant la communication avec d'autres processeurs (standard IEEE).

L'architecture est schématisée à la *figure 1.11*.

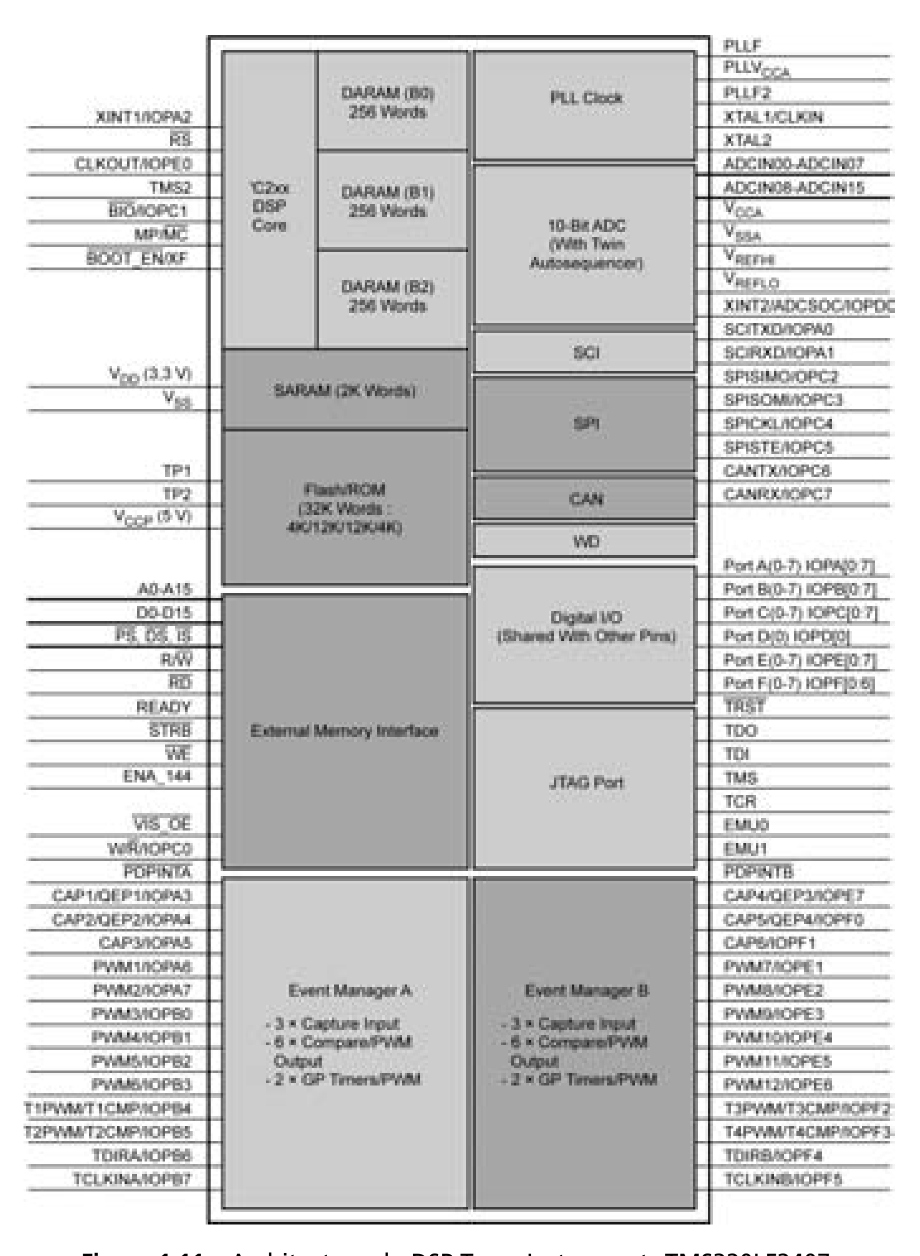


Figure 1.11 – Architecture du DSP Texas Instruments TMS320LF2407.

1.5.5 Exemple de commande de MLI unipolaire d'un onduleur monophasé de tension par DSP TMS320LF2407 Texas Instruments

On présente ci-dessous **un exemple** de programmation de commande à modulation de largeur d'impulsions (MLI) bipolaire pour un onduleur monophasé de tension en effectuant « numériquement » une intersection « sinus-triangle » (voir aussi chapitre 5).

La fonction triangle *tri*(*t*) est créée à l'intérieur du composant. La fonction sinusoïdale *g*(*t*) est acquise à partir d'un générateur basse fréquence analogique par conversion analogique-numérique. La tension V' et la fréquence f' de la source de tension de sortie de l'onduleur ainsi créée dépend directement de *g*(*t*), donc du réglage du niveau *G* et de la fréquence du GBF.

Bien entendu, cette tension sinusoïdale peut aussi être réalisée à l'intérieur du processeur, par lecture de données préenregistrées en mémoire, à une cadence plus ou moins rapide, et une multiplication des amplitudes obtenues par une grandeur de réglage *G* (voir annexe mathématique).

Selon le langage assembleur Texas Instruments, les lignes précédées du « ; » ne sont pas prises en compte par le processeur et servent de commentaire. Elles seront ici écrites en *italique*.

Le programme de DSP suivant en langage assembleur a été établi sous la direction de l'auteur à l'École supérieure d'ingénieurs en électrotechnique et électronique (ESIEE) de Marne-la-Vallée, et nous la remercions pour l'autorisation de diffusion qu'elle nous a donnée.

N.B. : en mode binaire (noté b en fin d'écriture) le bit de poids faible N° « 0 » est à droite et de poids fort (N° « 7 » ou « 15 ») à gauche.

```
; Programme principal
    . include           x24x_app.h

; Configuration des interruptions
    .sect   « vectors »
    .def    _c_int0
B   _c_int0             ; 00h reset
    .text
_c_int0

; Désactivation du « watchdog » (chien de garde)
        LDP     #WDCR >> 7
        SPLK    #11101000b,WDCR

; Configuration des registres de contrôle du DSP
        LDP     #SCSR1 >> 7
        LACC    SCSR1
        OR      #0000000010000101b
        SACL    SCSR1

; bit 7 du registre de contrôle à 1 : activation de l'horloge
pour la conversion analogique-numérique (ADC)
; bit 2 du registre de contrôle à 1 : activation de l'horloge
pour la commande MLI
; bit 0 du registre de contrôle à 1 : détection d'adresses illégales
```

```
; Configuration des registres des entrées-sorties
        LDP     #MCRA >> 7
        SPLK    #0001001111000000b,MCRA

; bit 12 du registre à 1 : activation de la sortie d'un comparateur
à valeur fixe (utilisé pour les tests)
; bit 6 à 9 du registre à 1 : activation de 4 sorties MLI
; les autres bits sont à « 0 »

        SPLK    #1111111000000000b,MCRB

; bit 9 à 15 du registre à 1 : toujours mettre ces bits en écriture
; les autres bits sont à « 0 »
        SPLK    #0000000000000001b,OCRC

; bit 0 du registre à 1 : sortie horloge activée
(pour les tests afin de pouvoir mesurer sa fréquence)
; les autres bits sont à « 0 »

; Configuration du compteur Gp_Timer1 du DSP
        LDP     #GPTCON >> 7
        SPLK    #0000h, T1CNT    ; Reset du compteur
        SPLK    #128, T1PER      ; Période du compteur 1

; Valeur compteur = 128 pour que la fréquence de la fonction
triangulaire soit environ de fe = 20 kHz
; La période de l'horloge notée Tosc est de 200 ns

        SPLK    #64, T1CMP

; Valeur pour comparaison pour effectuer des tests

; Configuration GPTCON
        SPLK    #0000000001001010b,GPTCON

; bit 7 à 15 du registre à 0 : non-activation des interruptions du MLI
; bit 6 du registre à 1 : activation des comparaisons
; bit 0 à 3 du registre à 1010 : activation des comparaisons

; Configuration des registres Compare Unit 1 et 2
        SPLK    #0000h,DBTCON    ; désactive la bande morte :
                                 ce n'est pas le cas ici
        SPLK    #0000010101100000b,DBTCON

; activation de la bande morte
; bit 12 à 15 du registre à 0 :      réservé
; bit 8 à 11 du registre à 0101 :    bande morte à 5 fois la période
                                     de l'horloge soit 1 µs
; bit 5 à 7 du registre à 011 :      activation des bandes mortes
                                     pour les 4 sorties de la MLI
; bit 2 à 4 du registre à 000 :      période de l'horloge
                                     non modifiée
; bit 0 à 1 du registre à 00 :       réservé
```

```
; Configuration du registre ACTRA : vecteurs de sortie
        SPLK    #1000000001100110b,ACTR

; bit 8 à 15 du registre à « 0 » : non-utilisation des vecteurs
et des sorties 5 et 6
; bit 0 à 7 du registre à 01100110 : activation des vecteurs
des sorties 1
à 4. La sortie 4 est complémentaire de la sortie 3, et la sortie 2
complémentaire de la 1

; Configuration du registre Compare Control Register
        SPLK    #0000h,CMPR1     ; initialisation de CMPR1
        SPLK    #0000h,CMPR2     ; initialisation de CMPR2
        SPLK    #1010001000000000b,COMCON

; bit 15 du registre à 1 : active la comparaison
; bit 13 à 14 du registre à 01 : provoque une comparaison à la montée
du signal triangle et une à la descente
; bit 12 du registre à 0 : non utilisation des vecteurs
; bit 10 à 11 du registre à 00 : non-rechargement du registre
; bit 9 du registre à 1 : mise des sorties en haute impédance
; bit 0 à 8 du registre à 000000000 : réservé

; Configuration de Timer1
        SPLK    #1000100001000010b,T1CON

; bit 14 à 15 du registre à 10 :     comptage en continu
; bit 13 du registre à 0 :           réservé
; bit 11 à 12 du registre à 01 :     mise en mode comptage/décomptage
                                     en continu
; bit 8 à 10 du registre à 000 :     période de l'horloge
                                     non modifiée
; bit 7 du registre à 0 :            utilisation des paramètres
                                     du programmeur
; bit 6 du registre à 1 :            activation du compteur
; bit 4 à 5 du registre à 00 :       utilisation de l'horloge interne
; bit 2 à 3 du registre à 00 :       non-modification du registre
                                     de comparaison
; bit 1 du registre à 1 :            activation du compteur
; bit 0 du registre à 0 :            utilisation des paramètres
                                     du programmeur

; Configuration du convertisseur analogique-numérique (ADC)
pour entrer la fonction g(t) dans le DSP
        LDP     #ADCL_CNTL1 >> 7
        SPLK    #4000h, ADCL_CNTL1   ; Reset de l'ADC
        SPLK    #0, CALIBRATION      ; Registre de calibration à 0
                                     (non utilisé)
        SPLK    #1, MAXCONV          ; Deux conversions
                                     (pour faire éventuellement
                                     de la MLI unipolaire
                                     (deux canaux))
```

A

SYSTÈMES ÉLECTRONIQUES DE COMMANDE

```
        SPLK    #0010h, CHSELSEQ1    ; Sélection canal 0 et 1
        SPLK    #0010000001110000b, ADCL_CNTL1

; bit 15 du registre à 0 :           réservé
; bit 14 du registre à 0 :           fin du Reset de l'ADC
; bit 12 à 13 du registre à 10 :     conversion complète avant
                                     d'en commencer une autre
; bit 8 à 11 du registre à 0000 :    conversion la plus rapide
                                     possible
; bit 7 du registre à 0 :            utilisation de l'horloge
                                     non modifiée
; bit 6 du registre à 1 :            conversion en continu
; bit 5 du registre à 1 :            mise en faible interruption
; bit 4 du registre à 1 :            mise en conversion 16 bits
; bit 3 du registre à 0 :            désactivation du calibrage
; bit 0 à 2 du registre à 000 :      désactivation d'une mise sous
                                     tension de référence externe

; Configuration N02 du convertisseur analogique-numérique (ADC)
pour entrer la fonction g(t) dans le DSP
        SPLK    #0110000000000000b, ADCL_CNTL2

; bit 15 du registre à 0 :           non utilisé
; bit 14 du registre à 1 :           Reset du registre du résultat
                                     de conversion
; bit 13 du registre à 1 :           début des conversions
; bit 0 à 12 du registre à « 0 » :   non-utilisation
                                     des interruptions

loop :  BIT     ADCL_CNTL2, 12   ; attente de la fin des conversions
        BBNZ    loop
        LACC    #00000000h       ; initialisation de l'accumulateur
        LACL    ADC_RESULT0      ; chargement du 1er résultat
                                 de conversion
        RPT     #8               ; décalage de 8 bits, compteur
                                 est codé sur 7 bits
        SFR
        LDP     #232
        SACL    CMPR1            ; mise en registre de la valeur
                                 à comparer au triangle
        LDP     #225

        LACL    ADC_RESULT1      ; chargement du 2e résultat
                                 de conversion
        RPT     #8               ; décalage de 8 bits, compteur
                                 est codé sur 7 bits
        SFR
        LDP     #232
        SACL    CMPR2            ; mise en registre de la valeur
                                 à comparer au triangle
        LDP     #225
```

```
LACC    ADCL_CNTL2
OR      #2000h          ; lancement d'une nouvelle séquence
                        de conversion

SACL    ADCL_CNTL2
B       Loop            ; Retour au début de la boucle
```

■ Interprétation

Soit *tri_dec*(*t*) la fonction « triangulaire » **symétrique** variant entre 0 et + 1, de période T_e telle que :

$$tri_dec(t) = 2\left(\frac{t}{T_e}\right) \text{ si } -T_e/2 < t < T_e/2 \text{ modulo } T_e$$

$$tri_dec(t) = -2\left(\frac{t}{T_e}\right) + 2 \text{ si } T_e/2 < t < T_e \text{ modulo } T_e$$

(Voir aussi annexe mathématique en fin d'ouvrage.)
L'échelle de temps caractérisant l'évolution de cette fonction est imposée par l'horloge dont la période T_{CLK} est de 200 ns. La fonction triangle créée par le *timer* (le compteur) est donc positive, et du type $tri_dec(mT_{CLK})$.
La succession des valeurs de cette fonction est exprimée sur 7 bits (avec *m* entier relatif).
La fonction génératrice *g*(*t*) fournie au DSP est ici strictement positive et de la forme :

$$g(t) = 0{,}5\left(1 + G\sqrt{2}\sin\omega' t\right)$$

pour obtenir une fonction de moyenne ½.
Dans le programme, on a effectué une boucle qui se met en marche dès qu'une conversion est effectuée. Cette conversion s'effectue à chaque nouvelle période T_e.
La durée T_{conv} de la conversion est fixée par le fonctionnement du convertisseur analogique-numérique et par l'amplitude de *g*(*t*).
On récupère le résultat de la conversion analogique-numérique sur 7 bits. On met ces valeurs dans le comparateur qui fournit directement l'impulsion à largeur variable. On a donc ainsi obtenu une modulation de largeur d'impulsion directement liée à **une fonction génératrice $g(t)$ ou plus exactement $g(nT_e)$ acquisition de données numériques à chaque période T_e.**
On a nécessairement :

$$T_{CLK} < T_{conv} << T_e/2$$

pour que l'acquisition soit effectuée de manière telle que la comparaison soit possible, à la montée et à la descente de la fonction $tri_dec(mT_{CLK})$.

On a vu que la programmation du DSP a imposé :

– $T_{CLK} = T_{osc} = 200$ ns;
– $T_e = 1/f_e = 51{,}2$ µs exactement correspondant à $128 \times 2 \times 200$ µs ($f_e = 19{,}53$ kHz);
– une bande morte de 1 µs.

Remarques :

L'évolution de $g(t)$ est « lente » devant la fréquence f_e.

L'évolution de $tri_dec(t)$ est « lente » devant la fréquence f_{CLK}.

Les deux entrées du signal analogique converties en numérique dans le DSP sont :

– ADCIN0 pour l'un des signaux (ici $g(t)$);
– ADCIN1 pour l'autre signal « inversé » (donc $-g(t) + 1$ pour obtenir une fonction de moyenne ½).

Les 4 sorties en modulation MLI (PWM) sont les suivantes (voir la *figure 1.11*) :

1) $PWM1$ est le résultat de la comparaison de $g(t)$ avec $tri_dec(t)$. Il commande l'interrupteur f_{11} (voir *figure 4.2*), c'est-à-dire la grille G_{11} (voir *figure 5.6*). Alors on a pour la forme d'onde pour « signal » MLI unipolaire :

$$PWM1(t) = ½\,\{sign[g(t) - tri_dec(t)] + 1\}$$

soit encore, en tenant compte de l'échantillonnage de la commande MLI à la période T_e.

$$PWM1(nT_e) = ½\,\{sign[g(nT_e) - tri_dec(m\ T_{CLK})] + 1\}$$

2) $PWM2$ est obtenue par complémentation de $PWM1$ soit $PWM2 = \overline{PWM1}$ au temps mort près, noté t_d (voir la *figure 1.11*). Il commande l'interrupteur f_{12} (*figure 4.2*), c'est-à-dire la grille G_{12} (voir *figure 5.6*) soit :

$$PWM2(nT_e) = ½\,\{-sign[g(nT_e) - tri_dec(m\ T_{CLK})] + 1\}$$

3) $PWM3$ est le résultat de la comparaison de $-g(t)$ avec $tri_dec(t)$. Il commande l'interrupteur f_{21} (voir *figure 4.2*), c'est-à-dire la grille G_{21} (voir *figure 5.6*). Alors on a, pour « signal » MLI unipolaire :

$$PWM3(t) = ½\,\{sign[-g(t) + 1 - tri_dec(t)] + 1\}$$

soit encore, en tenant compte de l'échantillonnage MLI à la période T_e :

$$PWM3(nT_e) = ½\,\{sign[-g(nT_e) + 1 - tri_dec(m\ T_{CLK})] + 1\}$$

4) $PWM4$ est obtenue par complémentation de $PWM3$ soit $PWM4 = \overline{PWM3}$ au temps mort près. Il commande l'interrupteur f_{22} (voir *figure 4.2*), c'est-à-dire la grille G_{22} (voir *figure 5.6*), soit :

$$PWM4(nT_e) = ½\,\{-sign[-g(nT_e) + 1 - tri_dec(m\ T_{CLK})] + 1\}$$

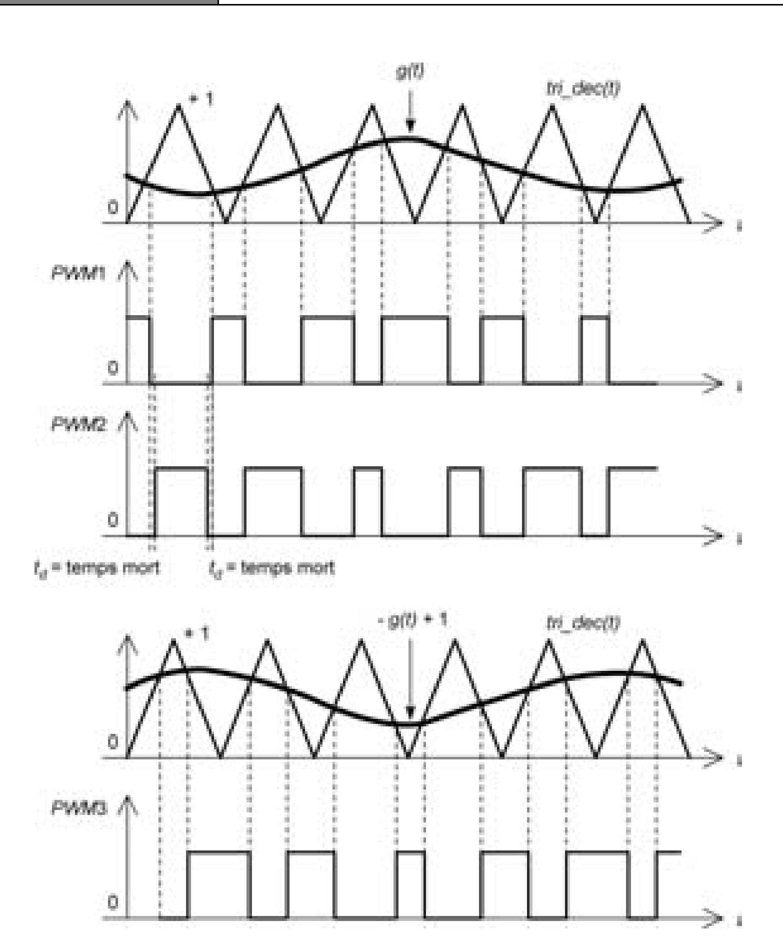


Figure 1.12 – Commande MLI unipolaire par DSP d'un onduleur monophasé de tension.

Après réalisation du programme, il y a assemblage et édition de lien en utilisant le logiciel du constructeur (ici Texas Instruments). Cette opération informatique permet la réalisation d'un fichier « exécutable » qui est ensuite « mis en service » sur la carte DSP pour obtenir les quatre signaux MLI désirés.

Les signaux obtenus sont représentés à la *figure 1.13*.

Il suffit alors d'envoyer ces signaux sur les interfaces et les *drivers* qui permettent d'obtenir la commande MLI unipolaire des transistors constituant l'onduleur monophasé de tension (voir *figure 5.6*).

1.6 Exemple de commande de MLI bipolaire par composant programmable

1.6.1 Présentation

On utilise un circuit intégré de type CPLD (*Complex Programmable Logic Device*) ou de type FPGA (*Field Programmable Gate Array*).



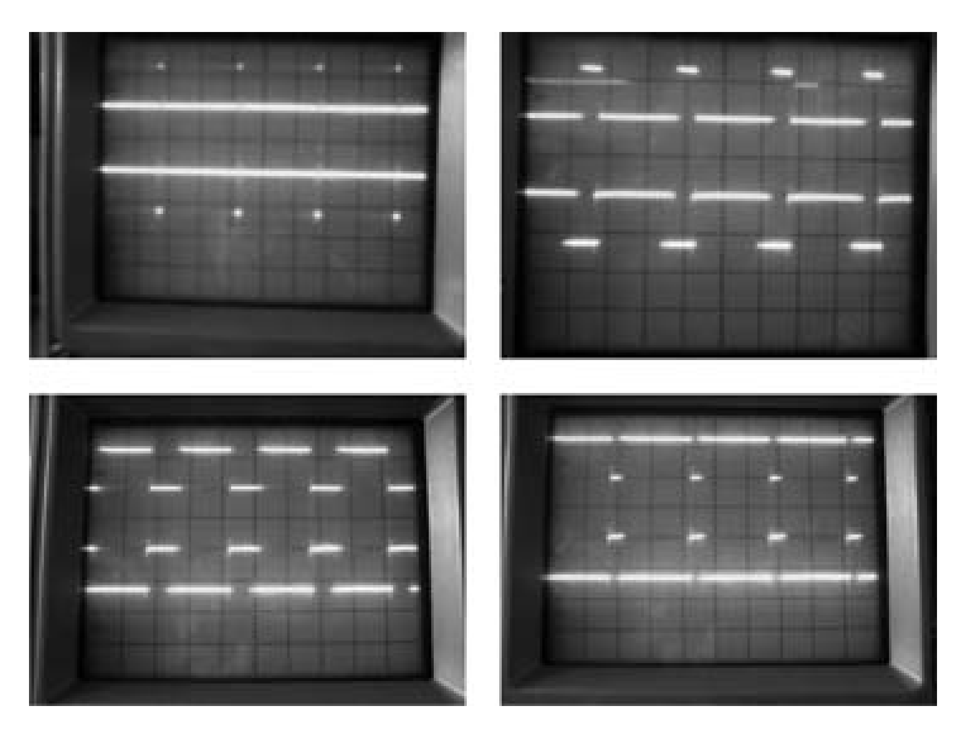


Figure 1.13 – Signaux MLI sortant du DSP TMS320LF2407.

La maquette réelle réalisant la commande MLI est assez simple car la fonction à obtenir est à réaliser compte tenu des conditions indiquées ci-dessous.
On utilise une fréquence d'horloge basse $f_{CLK} = 1{,}8432$ MHz. ($T_{CLK} = 542{,}5$ ns.)
À cette fréquence, les opérateurs logiques « courants » fonctionnent sans difficulté.
La conversion analogique-numérique s'effectue à l'extérieur. Néanmoins, les données converties arrivent dans les composants par « mots » de 8 bits. L'acquisition est asynchrone à la fréquence $f_{acq} = 7$ kHz. Il faudra donc « installer » un registre à décalage dans le composant programmable pour « mémoriser » les suites de données.
La fonction *tri_dec*($m\ T_{CLK}$) est réalisée de manière interne dans le composant : c'est un « compteur-décompteur ».
Comme pour le DSP, la comparaison s'effectue à la montée et à la descente de la fonction *tri_dec*($m\ T_{CLK}$).
La période T_e de *tri_dec*($m\ T_{CLK}$) vaut $T_e = 256 \times 2 \times T_{CLK} = 0{,}2778$ ms soit $f_e =$ 3,6 kHz.
On se limite ici au cas d'une commande MLI « bipolaire » (voir chapitre 5).
On vérifie ici que :

$$f_e < f_{acq} << f_{CLK}$$

ou bien :

$$T_e > T_{acq} >> T_{CLK}$$

La commande MLI bipolaire monophasée implique que :

$$f_{11}(nT_e) = f_{22}(nT_e) \qquad \text{(voir } \textit{figure 4.2}\text{)}$$

$$f_{12}(nT_e) = f_{21}(nT_e) = \overline{f_{11}(nT_e)} \text{ au temps mort près}$$

On choisit ici un circuit intégré de type CPLD.

1.6.2 Le langage VHDL

C'est le langage utilisé pour la programmation des circuits de type CPLD ou FPGA. Il signifie : *VHSIC Hardware Description Language*.

Il a été créé en 1980 pour programmer les premiers circuits intégrés désignés par VHSIC, pour *Very High Speed Integrated Circuits*.

Le but de cet ouvrage n'est pas de présenter toutes les possibilités offertes par le langage VHDL. Nous renvoyons le lecteur vers des ouvrages spécialisés.

On expose ici les règles essentielles de programmation et le choix qui a été fait pour réaliser la commande MLI bipolaire présentée précédemment.

La structure d'un circuit logique programmé en VHDL peut être considérée comme suit : *figure 1.14*.

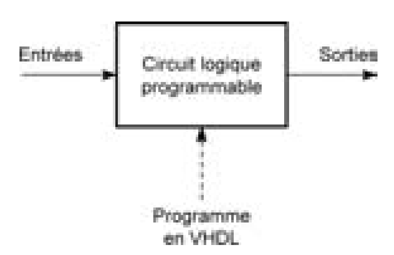


Figure 1.14 – Description VHDL d'un circuit logique programmable.

En VHDL, un circuit ou « structure logique » est caractérisée par la déclaration d'une « entité » et d'une « architecture » de la manière suivante :

```
Entity (Nom de l'entité) is
(Description des entrées, des sorties en précisant pour chacune
le nom, la direction et le type.)

end (Nom de l'entité).

Architecture (Nom de l'architecture) of (Nom de l'entité) is
(Zone de déclaration)
begin
(Description de la structure logique)

end (Nom de l'architecture).
```

Remarque : pour tenir compte du fait que les composants sont réels, on introduit un « temps de propagation » de quelques dizaines de ns.

Après réalisation du programme, il y a compilation en utilisant le logiciel du constructeur (ici XILINX). Cette compilation permet la simulation du circuit soumis à des « *stimuli* » logiques.

Si la simulation donne les signaux MLI cherchés, on passe à « l'exécution » en transformant les fichiers. On implante alors le programme dans le composant programmable.

Par la suite, comme pour le DSP, il faut tester les signaux réels obtenus, tout d'abord en l'absence de puissance, puis en envoyant ces signaux à travers interfaces et *drivers* vers les transistors de l'onduleur.

1.6.3 La programmation de la carte

On utilise un composant XC2-XL contenant à la fois un circuit Xilinx CoolRunner-II XC2C256 CPLD et un circuit Xilinx XC9572XL CPLD (voir *figure 1.15*).

Le programme de composant XILINX suivant en langage VHDL a été établi sous la direction de l'auteur à l'École supérieure d'ingénieurs en électrotechnique et électronique (*ESIEE*) *de Marne-la-Vallée, et nous la remercions pour l'autorisation de diffusion qu'elle nous a donnée.*

On programme ce composant en commençant par s'intéresser au compteur-décompteur. Pour son fonctionnement, on doit créer une horloge « lente » à $T_e/2$ qui fait passer le fonctionnement du mode compteur durant $256 \times T_{CLK}$ (ou $256 \times T_{osc}$) au mode décompteur (durant $256 \times T_{CLK}$).

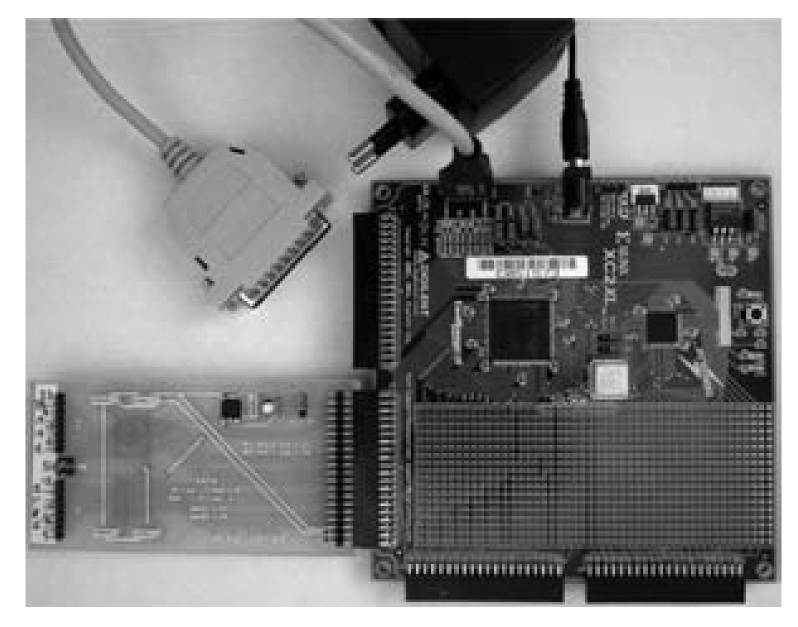


Figure 1.15 – Carte ayant le composant Xilinx servant à la commande MLI bipolaire.

Listing 1.1 – Horloge lente.

```
LIBRARY ieee;
USE ieee.std_logic_1164.ALL;
USE ieee.numeric_std.ALL;

entity compteur is generic (n : natural : = 9);
    Port (
        raz : in std_logic;
            h : in std_logic;
            s : out std_logic
    );
end compteur;

architecture Behavioral of compteur is
signal sint :std_logic_vector(n-1 downto 0);

begin
sint < = (others = > ‘0’) when raz = ‘1’
    else ”000000001” when sint = ”000000000”
    else ”100000001” when sint = ”100000000”
else std_logic_vector(unsigned(sint) + 1) when rising_edge(h);

s < = sint(n-1);
end Behavioral;
```

Listing 1.2 – Compteur/décompteur.

```
LIBRARY ieee;
USE ieee.std_logic_1164.ALL;
USE ieee.numeric_std.ALL;

entity cdcnext is generic (n : natural : = 8);
    Port (
        reset : in std_logic;
            clk : in std_logic;
            up : in std_logic;
        output : out std_logic_vector (n-1 downto 0)

    );
end cdcnext;

architecture Behavioral of cdcnext is
signal count :std_logic_vector(n-1 downto 0);

begin
synchrone : process (reset, clk)
    begin
        if reset = ‘1’ then count < = (others = > ‘0’);
        elsif clk’event and clk = ‘1’ then
            if up = ‘0’ then
                count < = std_logic_vector (unsigned(count) + 1);
            else count < = std_logic_vector (unsigned(count)-1);
            end if;
        end if;
    end process;
```

```
output < = count;
end Behavioral;
```

Listing 1.3 – Registre à décalage de 8 bits.

Le convertisseur analogique-numérique utilisé ici est le ADC0831. Le temps de conversion minimal est de 32 µs. Dans l'attente de la comparaison, on enregistre périodiquement dans un registre à décalage les « mots » de 8 bits du signal $g(nT_{acq})$ fournis par la conversion.

```
LIBRARY ieee;
USE ieee.std_logic_1164.ALL;
USE ieee.numeric_std.ALL;

entity regdec is generic (p : natural : = 8);
    Port (
        din :in std_logic;
        clk :in std_logic;
        raz :in std_logic;
        sds :out std_logic
    );

end regdec;

architecture Behavioral of regdec is
signal qint :std_logic_vector(p-1 downto 0);

begin
    qint < = (others = > '0' when raz = '0' else din&qint(p-1 downto 1)
when rising_edge(clk);
sds < = qint(7);

end Behavioral;
```

Listing 1.4 – Comparateur de signaux numériques

On compare $g(n\ T_{acq})$ à $tri_dec(m\ T_{CLK})$.

```
LIBRARY ieee;
USE ieee.std_logic_1164.ALL;
USE ieee.numeric_std.ALL;

entity comparateur is generic (n : natural : = 8);
    Port (e_plus :in std_logic_vector(n-1 downto 0);
            e_moins :in std_logic_vector(n-1 downto 0);
                    s : out std_logic);

end comparateur;

architecture Behavioral of comparateur is

begin
    s < = '1' when unsigned(e_plus) > unsigned(e_moins) else '0'

end Behavioral;
```

N.B. : Les signaux *e_plus* et *e_moins* sont « *unsigned* » car positifs ou nuls.

1.6.4 Conclusion

Le signal de sortie du comparateur $s(nT_e)$ est le signal qui donne la MLI bipolaire, pour la commande des interrupteurs f_{11} et f_{22}.

Il suffit ensuite d'utiliser $\overline{s(nT_e)}$ pour la commande des interrupteurs f_{12} et f_{21} (voir *figure 4.2*).

Comme pour le DSP, on obtient en sortie du comparateur la relation suivante :

$$s(nT_e) = \frac{1}{2}\{sign[g(nT_e) - tri_dec(m\ T_{CLK})] + 1\}$$

avec ici :

$$T_e = 0{,}2778 \text{ ms} \qquad T_{CLK} = 542{,}5 \text{ ns}$$

$$tri_dec(m\ T_{CLK}) \text{ et } g(nT_e) \geq 0$$

Les signaux obtenus sont représentés à la *figure 1.16*.

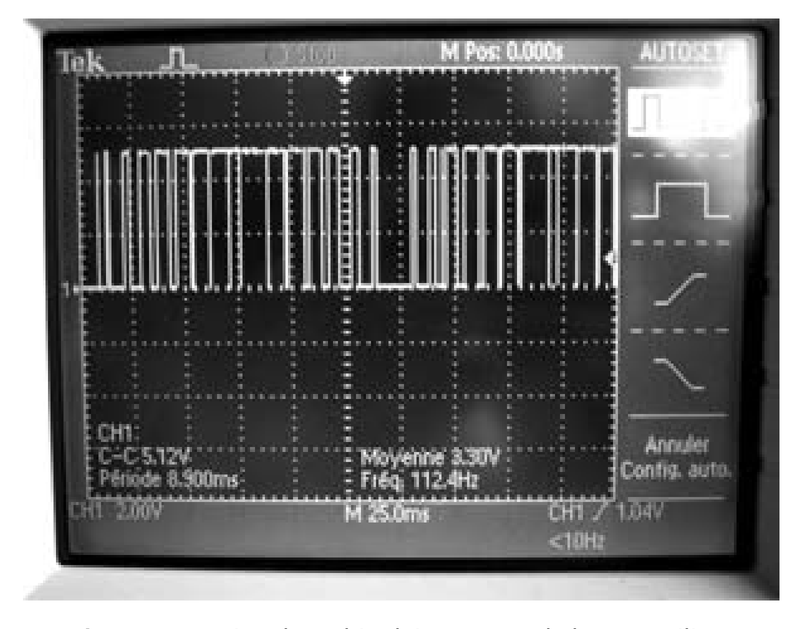


Figure 1.16 – Signal MLI bipolaire sortant de la carte Xilinx.

1.7 Utilisation du logiciel LabVIEW

1.7.1 Intérêt du logiciel LabVIEW

Ce logiciel permet une meilleure compréhension des phénomènes importants intervenant en électronique de puissance.

Ce logiciel peut traiter les signaux de deux manières :

– soit en convertissant des tensions sous forme analogique en données numériques grâce à une carte spécifique au logiciel;
– soit en simulation.

Dans les deux cas, on peut effectuer des analyses de signal (filtrage, FFT…) effectuer des mesures, prévoir des limitations, calculer des puissances.
On peut en outre l'utiliser pour générer des signaux de commande(s) de hacheur ou d'onduleur, en utilisant la ou les sortie(s) analogique ou logique. C'est ce qui est présenté ici.
Pour mettre en œuvre ce logiciel, on fait appel à deux fenêtres :

– la fenêtre « *Diagramme* » qui permet la détermination des différentes commandes, des calculs à effectuer sur les données (valeurs moyennes, efficaces…) et de préciser les grandeurs instantanées affichées comme sur un écran d'oscilloscope;
– la fenêtre « Face-avant » qui donne les résultats des divers traitements mathématiques effectués sur les données. On trouve affichées les valeurs moyennes et efficaces des grandeurs, et représentées les grandeurs temporelles.

1.7.2 Utilisation du logiciel LabVIEW pour une commande de convertisseur

■ Commande de hacheur série

Cette commande est utilisée pour le fonctionnement d'une maquette expérimentale. À la *figure 1.17*, on a présenté un exemple simple de commande de hacheur série en effectuant la comparaison d'un générateur « dents de scie » (instance 3) réalisant la fonction *scie_dec_m*(*t*) avec la fonction constante (instance 4 DC) où le

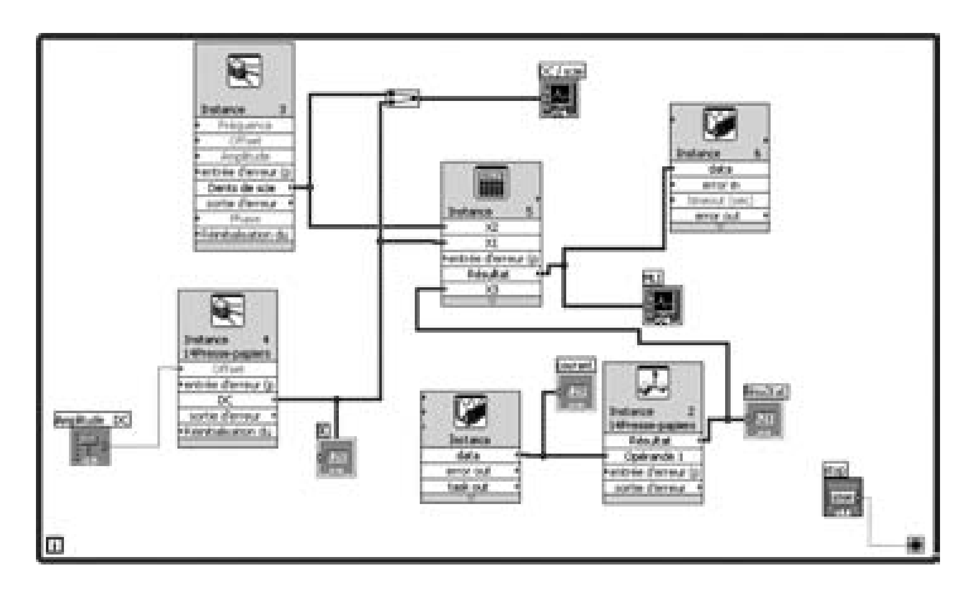


Figure 1.17 – « Intersection niveau – dents de scie » pour la commande par logiciel d'un hacheur série.

niveau $G0$ est réglable par potentiomètre. La comparaison s'effectue à l'instance 5 qui fournit le signal $d_\alpha(t)$ de rapport cyclique α visualisé sur l'oscilloscope noté MLI (voir aussi annexe mathématique).

La sortie analogique de la commande s'effectue par l'instance 6.

L'instance *data* capture le niveau du courant continu dans le hacheur qui est comparé dans l'instance 2 à un niveau maximal acceptable pour le courant. Si le résultat de cette comparaison indique un excès d'intensité dans la charge, il y a blocage de la commande par action sur l'instance 5 et le rapport cyclique α du hacheur est ramené à 0.

Il y a donc commande par le logiciel d'un hacheur série et protection en temps réel contre les surintensités.

■ Commande d'un onduleur monophasé à deux transistors

Cette commande est utilisée pour le fonctionnement d'une maquette expérimentale.

À la *figure 1.18*, on a présenté un exemple simple de commande d'onduleur monophasé à **modulation de largeur d'impulsions bipolaire** à deux transistors, onduleur analogue à celui qui est présenté à la *figure 5.11*.

On effectue la comparaison d'un générateur « triangle » (instance 8) réalisant la fonction $tri(t)$ avec la fonction sinusoïdale de valeur efficace G (instance 9) où la valeur de G est réglable par potentiomètre. La comparaison s'effectue à l'instance 12 qui fournit le signal de commande de l'un des interrupteurs (un transistor) visualisé sur l'oscilloscope noté MLI.

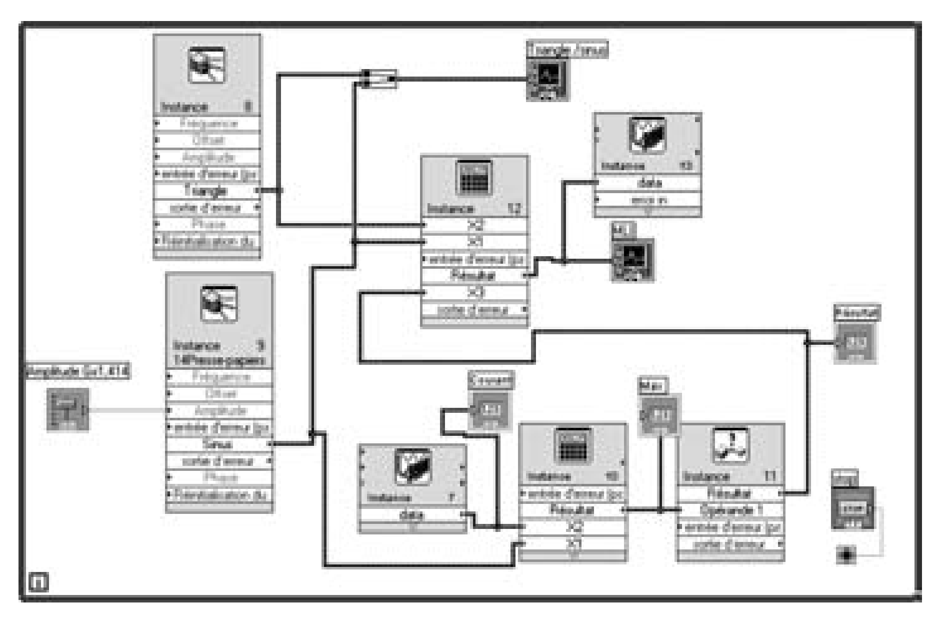


Figure 1.18 – « Intersection sinus-triangle » pour la commande par logiciel d'un onduleur de tension.

A

SYSTÈMES ÉLECTRONIQUES DE COMMANDE

La sortie analogique de la commande s'effectue par l'instance 13. Ici, l'onduleur de tension n'est composé que de deux transistors de puissance. Pour la commande de l'autre transistor, on utilise le signal complémentaire du précédent.
L'instance *data* 7 capture le niveau du courant alternatif dans l'onduleur qui est comparé dans l'instance 10 à un niveau maximal acceptable pour le courant. Si le résultat de cette comparaison dans l'instance 11 indique un excès d'intensité dans la charge, il y a blocage de la commande par action sur l'instance 12 et la commande de l'onduleur est ramenée à 0.
Il y a donc commande par le logiciel d'un onduleur simple monophasé de tension et protection en temps réel contre les surintensités.

2 • COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES. UTILISATION EN INTERRUPTEURS DE PUISSANCE

2.1 Composants et interrupteurs de puissance

2.1.1 Interrupteur de puissance

On a vu qu'en électronique de puissance, on met en œuvre des convertisseurs utilisant des interrupteurs électroniques fonctionnant soit à l'état passant (ou fermé), soit à l'état bloqué (ou ouvert). Le passage d'un état à l'autre, appelé **commutation**, s'effectue périodiquement. On note T_e cette période.

Cet interrupteur est réalisé par un ou plusieurs composants électroniques à semi-conducteurs. L'évolution de la technologie peut laisser penser que d'autres types d'interrupteurs apparaîtront, en utilisant par exemple l'optoélectronique. Mais ce qui est intéressant, c'est la possibilité d'obtenir des commutations très rapides, mettant en jeu des courants ou des tensions très élevés.

Ce chapitre débute par l'étude de la notion « d'interrupteur idéal » qui serait l'aboutissement des meilleures technologies. Ensuite, on passe aux composants réels, présentés toutefois de manière simplifiée à partir des notions introduites par l'étude de l'interrupteur idéal. Enfin, on analyse les caractéristiques de composants réels tels que la diode, le transistor ou le thyristor :

– soit à partir des « données constructeur » (*data sheet*) ;
– soit par une simulation. On a choisi ici le logiciel PSpice (MicroSim).

2.1.2 Interrupteur idéal

Un interrupteur K peut être considéré comme un dipôle réalisant une connexion « de type binaire » (état **ouvert ou bloqué** d'une part, état **fermé ou passant** d'autre part) entre deux sources de puissance, ou entre une source et un récepteur.

L'interrupteur idéal est un élément sans dissipation d'énergie (voir *figure 2.1*) :

– chute de tension nulle à l'état fermé ;
– courant nul à l'état ouvert ;
– énergie dissipée nulle en passant d'un état à l'autre : pas de pertes de commutation.

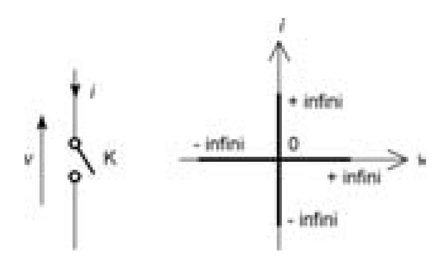


Figure 2.1 – Schéma et caractéristiques de l'interrupteur idéal.

Ses caractéristiques statiques (état fermé ou état ouvert) sont les « demi-droites » placées sur les axes du diagramme (i, v).
Les conditions de changement d'état et de la mise en œuvre des transitions constituent la commande CF (à la fermeture) ou la commande CO (à l'ouverture).

2.1.3 Commande interne ou externe d'un interrupteur

Selon les cas, et selon la technologie de l'interrupteur, on distingue les changements d'état :

– **spontané :** le point de fonctionnement (v, i) évolue de manière continue d'une « demi-droite » d'axe horizontal à une « demi-droite » d'axe vertical (ou l'inverse). La commande (au sens large du terme) est alors **interne**. Si, par exemple, le courant positif évolue vers 0 pour provoquer le blocage (l'ouverture) de l'interrupteur, on utilise **la convention $i\downarrow = 0$**. De même, si la tension négative évolue vers 0 pour provoquer la conduction (la fermeture) de l'interrupteur, on utilise **la convention $v\uparrow = 0$**;
– « **forcé ou provoqué** » **:** le point de fonctionnement (v, i) évolue de manière discontinue d'une « demi-droite » d'axe horizontal à une « demi-droite » d'axe vertical (ou l'inverse), par une action (ou signal) extérieure. La commande est alors **externe**. Comme cette action sur les composants aura lieu sur une gâchette (pour le thyristor ou le triac) ou une grille (pour le transistor MOS ou IGBT) on désigne par :
  - le symbole $G\uparrow$ l'action de **commande externe à la fermeture** d'un composant,
  - le symbole $G\downarrow$ l'action de **commande externe à l'ouverture** d'un composant.

2.1.4 Fonction de connexion

On appelle fonction de connexion la relation entre les grandeurs de l'interrupteur telle que :

$$i(t) = f(t)\ i_0(t)$$

$$v(t) = [1 - f(t)]\ v_0(t)$$

$f = 1$: état passant (fermé)

$f = 0$: état bloqué (ouvert)

où $i_0(t)$ est le courant dans l'interrupteur à l'état passant et $v_0(t)$ est la tension aux bornes de l'interrupteur à l'état bloqué. Ces grandeurs sont imposées par le fonctionnement du convertisseur dans lequel est placé l'interrupteur.
La suite des « 0 » et des « 1 » des fonctions de connexion permet de fixer les commandes des interrupteurs d'un convertisseur de puissance.

2.1.5 Changement d'état des interrupteurs

Le changement d'état est :

– spontané (ou naturel). La commande de l'interrupteur est **interne**;
– provoqué (ou forcé). La commande de l'interrupteur est alors **externe**.

Mais un changement d'état n'est parfois possible que si des conditions, **internes ou externes et indépendantes de la commande**, sont vérifiées.
Pour les conditions **internes**, on utilise les conventions suivantes :

– l'écriture $i > 0$ (**ou** < 0) pour indiquer **la présence d'un courant interne positif** (**ou négatif**) dans l'interrupteur au moment de l'application de la commande;
– l'écriture $v > 0$ (**ou** < 0) pour indiquer **la présence d'une tension interne positive** (**ou négative**) aux bornes de l'interrupteur au moment de l'apparition de la commande.

Pour les conditions **externes**, on utilise les conventions suivantes :

– l'écriture G pour indiquer la présence en permanence d'une tension externe sur G pour la fermeture sans action directe de commande;
– l'écriture $\overline{G}$ pour indiquer **la présence en permanence d'une tension externe pour l'ouverture** sans action directe de commande.

Cela, en pratique, introduit quatre cas possibles, voir *tableau 2.1* (on utilise le symbole « & » pour noter la condition « et » logique).

Tableau 2.1 – Changements d'état des interrupteurs.

		Fermeture de l'interrupteur (CF)	**Ouverture de l'interrupteur (CO)**
Inconditionnel	Spontané	$v\uparrow = 0$	$i\downarrow = 0$
Inconditionnel	Provoqué	$G\uparrow$	$G\downarrow$
Conditionnel	Spontané	G & $[v\uparrow = 0]$	$\overline{G}$ & $[i\downarrow = 0]$
Conditionnel	Provoqué	$[v > 0]$ & $G\uparrow$	$[i > 0]$ & $G\downarrow$

2.1.6 Interrupteur dual

Il est souvent pratique d'introduire la notion d'« **interrupteur dual** » d'un composant donné, en échangeant les changements d'état, c'est-à-dire :

– en permutant les commandes (CF) et (CO);
– en permutant les rôles des tensions et des courants **pour les grandeurs internes**, sans modifier leur signe ou le sens de leur variation;
– en inversant le sens de l'action sur G, soit par les flèches, soit en complémentation logique (**on rappelle que G est une grandeur externe**).

On aboutit au *tableau 2.2*.

Tableau 2.2 – Changements d'état des interrupteurs duaux.

		Ouverture de l'interrupteur (CO)	Fermeture de l'interrupteur (CF)
Inconditionnel	Spontané	$i \uparrow = 0$	$v \downarrow = 0$
Inconditionnel	Provoqué	$G \downarrow$	$G \uparrow$
Conditionnel	Spontané	$\overline{G}$ & $[i \uparrow = 0]$	G & $[v \downarrow = 0]$
Conditionnel	Provoqué	$[i > 0]$ & $G \downarrow$	$[v > 0]$ & $G \uparrow$

Remarque : Le « &« est conservé par dualité.

2.2 Interrupteurs réels de puissance

2.2.1 Présentation

À l'exception de la diode, les interrupteurs concrétisés par des composants à semi-conducteurs possèdent une commande et l'action de cette commande s'effectue par une tension.

Ainsi, les caractéristiques dynamiques d'un tel interrupteur « réel » peuvent être schématisées comme l'indique la *figure 2.2*. À l'état ouvert, le composant est soumis à la tension V_M. À l'état fermé, il est traversé par le courant I_M.

On désigne par t_r (*rise time*) la durée de montée du courant entre l'état bloqué et l'état conducteur (fermeture de l'interrupteur) et par t_f (*fall time*) la durée de descente du courant (ouverture de l'interrupteur). Les niveaux standard de référence sont 10 % et 90 % de la variation totale I_M du courant.

En notant :

– $t_{d(on)}$ le temps de retard à la **montée**, entre le début de la commande, caractérisée par le passage de $f = 0$ à $f = 1$, et l'obtention du début de la montée du courant;

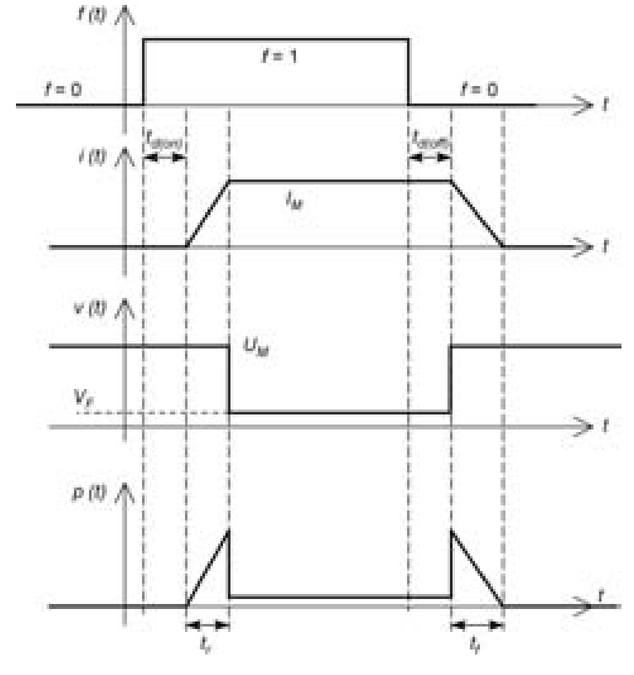


Figure 2.2 – Caractéristiques dynamiques de l'interrupteur réel.

– $t_{d(off)}$ le temps de retard à la **descente** entre le début de la commande, caractérisée par le passage de $f = 1$ à $f = 0$, et l'obtention du début de la descente du courant,

on obtient les relations :

$$t_{on} = t_{d(on)} + t_r$$
$$t_{off} = t_{d(off)} + t_f$$

On a vu qu'en électronique de puissance, les qualités recherchées pour un composant de puissance sont :

– **le courant quasi nul** à l'état bloqué (interrupteur ouvert) ;
– **la tension quasi nulle** à l'état passant (interrupteur fermé) ;
– **une durée très courte de commutation**, c'est-à-dire de passage entre les deux états. On appelle t_{on} la durée totale de la commutation entre le début de la commande du composant à la fermeture et l'obtention à 90 % du courant I_M à l'état conducteur de l'interrupteur. De même, on appelle t_{off} la durée totale de la commutation entre le début de la commande du composant à l'ouverture et l'obtention à 10 % du courant à l'état conducteur de l'interrupteur. On cherchera généralement un composant ayant des **valeurs de t_{on} et de t_{off} faibles** (inférieures à la microseconde si possible) ;
– **des « temps de retard » $t_{d(on)}$ et $t_{d(off)}$ très courts** afin de permettre (avec **t_{on} et t_{off} faibles**) une commande à « haute fréquence » des convertisseurs de puissance (par exemple supérieure à 10 kHz).

Si la commande de l'interrupteur est périodique de période T (ou T_e), on peut déterminer la puissance moyenne dissipée par commutation, à la fermeture et à l'ouverture.
Si l'on prend l'origine des temps au début d'une fermeture, l'expression du courant est :

$$i(t) = I_M \frac{t}{t_r}, \text{ avec } V = V_M \text{ durant cette commutation}$$

L'énergie dissipée dans le composant lors de la montée du courant est donnée par $W_r = \int_0^{tr} I_M \frac{t}{t_r} V_M \mathrm{d}t = \frac{1}{2} I_M V_M t_r$. De même, pour la descente du courant, on trouve $W_f = \frac{1}{2} I_M V_M t_f$. Les pertes de **puissance moyenne par commutation** valent donc :

$$P_c = \frac{W_r + W_f}{T} = \frac{1}{2} I_M V_M \left(\frac{t_r + t_f}{T} \right)$$

La chute de tension dans le composant réel à l'état de fermeture est notée V_F. Aux pertes par commutation, s'ajoutent les pertes de puissance à l'état de conduction. Elles dépendent de la durée de conduction du composant par rapport à la période. En valeur maximale, elles valent :

$$P_F = I_M V_F$$

Remarque : l'étude en simulation sur le logiciel Pspice de la commutation d'un transistor MOSFET présentée à la *figure 2.10* donne des résultats sur les évolutions du courant et de la tension assez différents de ceux qui sont indiqués ci-dessus, en particulier à la *figure 2.2*.

2.2.2 Les composants électroniques réels

■ La diode

C'est le composant à semi-conducteurs le plus simple, le moins coûteux, le plus fiable. Mais il n'est pas commandable. Une diode conduit dès que la tension à ses bornes est positive (symbole $v \uparrow = 0$) et se bloque quand le courant qui la traverse tend vers 0 (symbole $i \downarrow = 0$).
En définitive, les changements d'état de la diode sont **spontanés** et donnés par les relations suivantes :

$$\text{À la fermeture, } CF = (v \uparrow = 0)$$
$$\text{À l'ouverture, } CO = (i \downarrow = 0)$$

En commutation (lors du changement d'état), on caractérise la diode au moment du blocage par le **temps de recouvrement inverse** t_{rr} (*reverse recovery time*) qui est la durée pendant laquelle elle laisse passer un courant inverse jusqu'au blocage définitif. Ce temps est indispensable pour la charge du condensateur équivalent à

l'état bloqué. On désigne par Q_{rr} (*reverse recovery charge*) la valeur de cette quantité d'électricité de la jonction p-n.

■ Le thyristor

C'est un interrupteur semi-commandable. La commande externe n'agit que pour la **fermeture**. La fermeture de l'interrupteur thyristor correspond à l'amorçage d'un phénomène d'avalanche au niveau de la jonction voisine de la gâchette. Elle s'effectue en envoyant des impulsions entre gâchette G et cathode K (symbole $G\uparrow$) alors que la tension entre anode A et cathode K est positive ($V_{AK} > 0$ correspond au symbole $v > 0$).

Une autre commande à la **fermeture** est possible en envoyant en permanence des impulsions sur la gâchette; la commutation à la fermeture s'effectue dès que la tension anode-cathode est positive (symbole $G \,\&\, (v\uparrow = 0)$). La chute de tension anode-cathode à l'état fermé du thyristor est le plus souvent négligeable (inférieure à 0,5 V).

La commande à l'**ouverture** est semblable à celle de la diode : le courant dans le composant doit devenir nul.

Attention : on introduit le symbole « + » pour indiquer le « ou » logique.

En définitive, les changements d'état du thyristor sont donnés par les relations suivantes :

spontanés ou provoqués à la fermeture $CF = G\uparrow \,\&\, (v > 0) + G \,\&\, (v\uparrow = 0)$

spontanés à l'ouverture $CO = (i\downarrow = 0)$

Pour que le blocage soit effectif, l'état $V_{AK} < 0$ ou $i \approx 0$ doit être maintenu pendant une durée supérieure à t_q, temps de blocage.

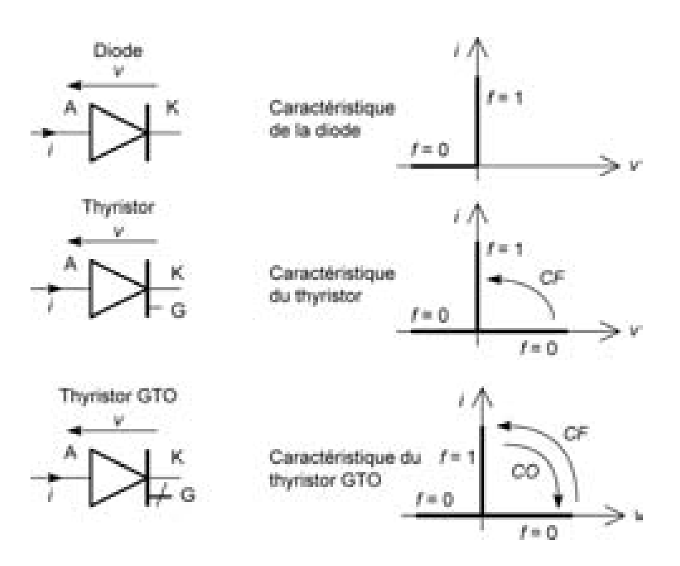


Figure 2.3 – Caractéristiques comparatives de la diode et des thyristors.

La valeur de t_{on} d'un thyristor est faible : quelques µs; en revanche, la valeur de $t_{off} \approx t_q$ est beaucoup plus grande : plusieurs dizaines de µs, ce qui fait que le thyristor est considéré comme un composant « lent ».
La commande électronique des thyristors est réalisée le plus souvent par un déclencheur qui fournit des impulsions entre gâchette et cathode. Quand le convertisseur est un redresseur ou un gradateur, les impulsions sont synchronisées avec l'alimentation alternative du réseau (voir chapitres 5 et 6).
Les comportements des composants diodes et thyristors sont représentés à la *figure 2.3*.

■ Le thyristor GTO (*Gate Turn Off*)

C'est un interrupteur commandable par la gâchette. La commande externe agit pour la *fermeture et pour l'ouverture.* La fermeture de l'interrupteur thyristor correspond à l'amorçage d'un phénomène d'avalanche au niveau de la jonction voisine de la gâchette. Elle s'effectue comme pour le thyristor « simple », par des impulsions entre gâchette G et cathode K (symbole $G\uparrow$) alors que la tension entre anode A et cathode K est positive ($V_{AK} > 0$ correspond au symbole $v > 0$).
La chute de tension anode-cathode à l'état fermé du thyristor est le plus souvent négligeable (inférieure à 0,5 V).
La commande à l'**ouverture** ($G\downarrow$) est semblable à celle d'un transistor : le courant dans la gâchette est négatif durant un temps t_{off} très court (quelques microsecondes). Il est important pour évacuer rapidement les charges résultant de l'effet d'avalanche ($i > 0$) et provoquer ainsi le blocage.
L'effet d'avalanche cesse également si le courant devient nul ($i\downarrow = 0$).
Les changements d'état du thyristor GTO sont donnés par les relations suivantes :

spontanés ou provoqués à la fermeture $CF = G\uparrow \,\&\, (v > 0) + G \,\&\, (v\uparrow = 0)$

spontanés ou provoqués à l'ouverture $CO = G\downarrow \,\&\, (i > 0) + (i\downarrow = 0)$

On constate que la commande CF est identique à celle d'un thyristor « simple ».
Les valeurs très faibles de t_{on} et t_{off} en font un thyristor rapide utilisable pour les convertisseurs à forte puissance nominale (supérieure à 500 kW).

■ Le triac. Association de deux thyristors en antiparallèle

Le triac est un interrupteur semi-commandable bidirectionnel. La fermeture de l'interrupteur triac correspond à l'amorçage d'une avalanche, comme dans le thyristor. Il est équivalent à deux thyristors montés en antiparallèle; mais, à la différence du montage à deux thyristors, il ne comporte qu'une seule gâchette.
On provoque la **fermeture** de l'interrupteur dipôle pour $v > 0$ ou $v < 0$, en envoyant des impulsions positives ou négatives de commande entre la gâchette et la borne notée A_1 équivalente à la cathode des thyristors.
Les changements d'état du triac sont donnés par les relations suivantes :

spontanés ou provoqués à la fermeture $CF = G\uparrow \,\&\, (v \neq 0) + G \,\&\, (v\uparrow\downarrow = 0)$

spontanés à l'ouverture $CO = \overline{G} \,\&\, (i\downarrow = 0)$

Il n'est pas possible d'utiliser des triacs pour des convertisseurs de forte puissance (supérieure à 50 kW). On les remplace par un ensemble de deux thyristors montés en antiparallèle. Deux commandes G^+ et G^- sont alors nécessaires pour l'interrupteur équivalent, selon que l'on agit sur le thyristor amorçable pour $v > 0$ ou sur celui amorçable pour $v < 0$.
Les changements d'état de l'interrupteur ainsi obtenu sont donnés par les relations suivantes :

spontanés ou provoqués à la fermeture

$$CF = G^+\uparrow \,\&\, (v > 0) + G^+ \,\&\, (v\uparrow = 0) + G^-\uparrow \,\&\, (v < 0) + G^- \,\&\, (v\downarrow = 0)$$

spontanés à l'ouverture $CO = \overline{G}^+ \,\&\, (i\downarrow = 0) + \overline{G}^- \& \, (i\uparrow = 0)$

La commande électronique du triac ou des thyristors est réalisée par un déclencheur qui fournit des impulsions vers la gâchette. Quand le convertisseur est un gradateur, les impulsions sont synchronisées avec l'alimentation alternative du réseau (voir chapitre 6).
Les comportements du triac et du thyristor dual sont représentés à la *figure 2.4*.

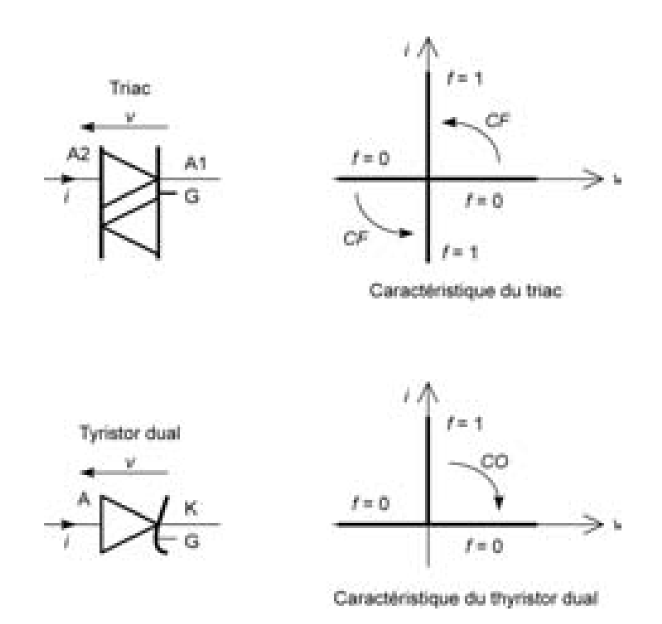


Figure 2.4 – Caractéristiques comparatives du triac et du thyristor dual.

■ Le transistor de puissance

C'est un interrupteur commandable. La commande externe agit sur la fermeture et l'ouverture. Le transistor est de type MOS (métal oxyde silicium) ou IGBT (bipolaire à grille isolée).

☐ **Le transistor MOS est à effet de champ**

La grille G est reliée à une couche d'oxyde de silicium très isolante. L'action de la tension V_{GS} entre la grille G et la source S provoque à travers la couche d'isolant la formation d'un canal entre le drain D et la source S. Pour un transistor MOS à canal N, la **fermeture** s'effectue en envoyant une tension V_{GS} positive supérieure à la tension de seuil V_{th} (symbole $G\uparrow$) avec la tension drain source positive (symbole $v > 0$).

Une autre commande à la **fermeture** est possible en envoyant en permanence une tension $V_{GS} > V_{th}$ sur la grille (symbole G) ; la commutation à la fermeture s'effectue dès que la tension drain source est positive (symbole $G \,\&\, (v\uparrow = 0)$). Le composant ne supporte pas seul $v < 0$; il faut l'associer à une diode en série.

Pour un transistor MOS à canal N, l'**ouverture** s'effectue en envoyant une tension V_{GS} inférieure à la tension de seuil V_{th} (symbole $G\downarrow$) ou bien en blocage à $\overline{G}$ ($V_{GS} < 0$).

En définitive, les changements d'état du transistor MOS sont donnés par les relations suivantes :

provoqués ou spontanés à la fermeture $CF = G\uparrow \,\&\, (v > 0) + G \,\&\, (v\uparrow = 0)$

provoqués ou spontanés à l'ouverture $CO = G\downarrow + (i\downarrow = 0) \,\&\, \overline{G}$

Les comportements des composants transistors MOS ou IGBT sont représentés à la *figure 2.5*.

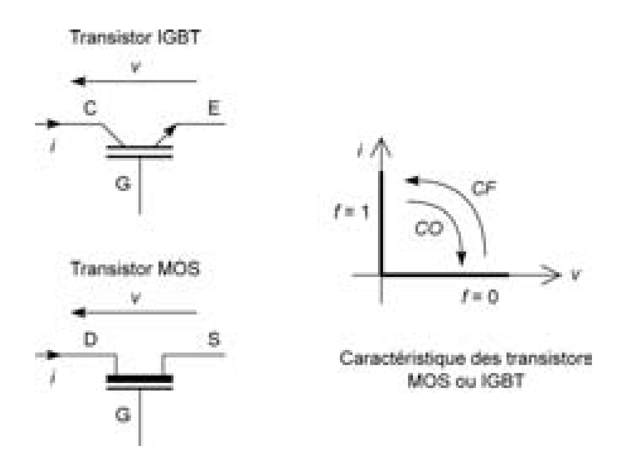


Figure 2.5 – Caractéristiques des transistors.

☐ **Le transistor IGBT est à effet de champ (canal N) pour la commande et bipolaire (PNP) pour la puissance**

L'action de la tension V_{GE} entre la grille G et l'émetteur E provoque à travers la couche d'isolant une succession d'actions internes qui entraînent la saturation du transistor. Cette **fermeture** s'effectue en envoyant une tension V_{GE} positive supé-

rieure à la tension de seuil V_{th} (symbole $G\uparrow$) avec une tension collecteur-émetteur positive (symbole $v > 0$).

L'**ouverture** du transistor IGBT s'effectue en envoyant une tension V_{GE} inférieure à la tension de seuil V_{th} (symbole $G\downarrow$) ou bien à la manière d'une diode.

Le comportement du transistor IGBT est semblable à celui du transistor MOS.

Le transistor MOS est de loin le composant le plus intéressant pour réaliser des convertisseurs de faible puissance (de puissance nominale inférieure à 10 kW) car les valeurs de t_{on} et de t_{off} sont très faibles (inférieures à 200 ns). Mais les pertes en conduction sont relativement importantes.

Le transistor IGBT est utilisé à l'intérieur des convertisseurs de puissance moyenne (entre 5 kW et 200 kW). Ses valeurs de t_{on} et de t_{off} sont assez faibles (inférieures à 1 µs).

La commande électronique des interrupteurs à transistors MOS ou IGBT s'effectue le plus souvent avec un ***driver*** qui, pour une **commande à la fermeture**, fournit un « **pic** » **de courant positif** au moment du passage de la tension V_{GS} (ou V_{GE}) au voisinage de la tension de seuil V_{th} (positive). Il correspond à la charge du condensateur équivalent entre grille et canal du transistor. Le pic de courant provient du fait que la capacité équivalente est fortement augmentée lors de la commutation. Ce phénomène est appelé **effet Miller** (voir *figure 2.10*). Le niveau du pic est une fonction linéaire croissante de la tension V_{DS} du transistor MOS (ou V_{CE} du transistor IGBT) à l'état bloqué.

Dans le cas d'une **commande à l'ouverture**, l'effet Miller existe également, et le pic de courant sera négatif, pour décharger le condensateur équivalent, lorsque l'on applique une tension V_{GS} (ou V_{GE}) négative. Le *driver* doit « accepter » ce courant négatif (voir chapitre 3).

2.2.3 Les composants « duaux »

■ Le thyristor dual

C'est un composant « artificiel » réalisé avec des transistors. On applique la dualité aux relations donnant les changements d'état du **thyristor** qui sont les suivantes :

spontanés ou provoqués à la fermeture $CF = G\uparrow \,\&\, (v > 0) + G \,\&\, (v\uparrow = 0)$

spontanés à l'ouverture $CO = (i\downarrow = 0)$

Par dualité, on obtient donc les relations suivantes donnant les changements d'état pour le **thyristor dual :**

spontanés ou provoqués à l'ouverture $CO = G\downarrow \,\&\, (i > 0) + \overline{G} \,\&\, (i\uparrow = 0)$

spontanés à la fermeture $CF = (v\downarrow = 0)$

Ce thyristor dual conduit dès que la tension v est positive ; elle tend alors vers 0.

Pour le bloquer, on agit nécessairement sur la gâchette G :
– soit par impulsion, par $G\downarrow$ avec un courant positif;
– soit quand i tend vers 0 avec un blocage par la gâchette.

Les valeurs de t_{on} et de t_{off} d'un thyristor dual sont faibles : quelques µs. En effet, il n'est composé que de transistors, ce qui en fait un thyristor « rapide » utilisable pour des onduleurs par exemple.
Le comportement du thyristor dual est représenté à la *figure 2.4*.

■ Association transistor-diode. Le transistor dual

□ Association série transistor-diode en série

Cette association transistor (MOS ou IGBT)-diode permet d'obtenir les caractéristiques suivantes : voir *figure 2.5*.
Les changements d'état sont donnés par les relations suivantes :

provoqués ou spontanés à la fermeture $CF = G\uparrow \& (v > 0) + G \& (v\uparrow = 0)$

provoqués ou spontanés à l'ouverture $CO = G\downarrow + (i\downarrow = 0)$

□ Le transistor dual

Il est équivalent à l'association d'un transistor et d'une diode en antiparallèle (voir *figure 2.6*).

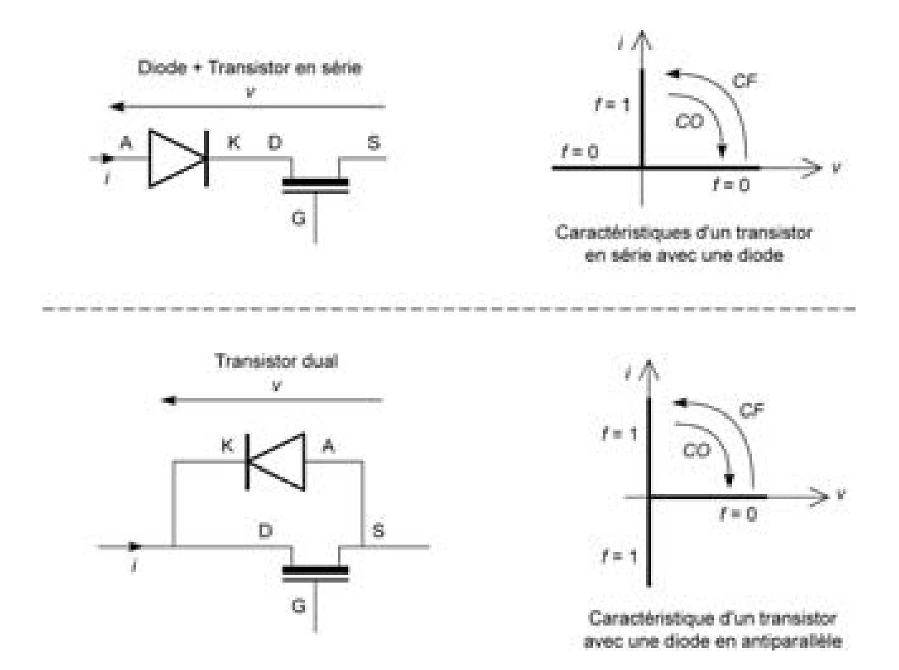


Figure 2.6 – Caractéristiques de l'association transistor et diode en série et du transistor dual.

D'après le principe de passage à la dualité, les grandeurs internes sont permutées, et le sens de l'action de la grandeur externe (G) est inversé. On obtient ainsi les relations pour les changements d'état du transistor :

provoqués ou spontanés à la fermeture $CF = G\uparrow + (v\downarrow = 0)$

provoqués ou spontanés à l'ouverture $CO = G\downarrow \& (i > 0) + \overline{G} \& (i\uparrow = 0)$

Le transistor dual est le composant utilisé dans les hacheurs réversibles et les onduleurs de tension.

2.2.4 Diagramme puissance nominale-fréquence

Selon le composant utilisé, la fréquence de « découpage » $f_e = 1/T_e$ à laquelle est soumis le composant change. En général, on cherche à utiliser la fréquence la plus élevée possible. Cependant, plus la puissance nominale P_n d'un convertisseur est élevée, plus cette fréquence est faible. On cherche donc à établir « un facteur de mérite » η à chaque composant qui serait le produit :

$$\eta = P_n \cdot f_e$$

La *figure 2.7* présente un diagramme à échelle logarithmique des domaines d'utilisation de chaque composant.

Par la suite, on présentera des exemples de facteur de mérite pour chaque composant, ce qui permet de mieux choisir une technologie.

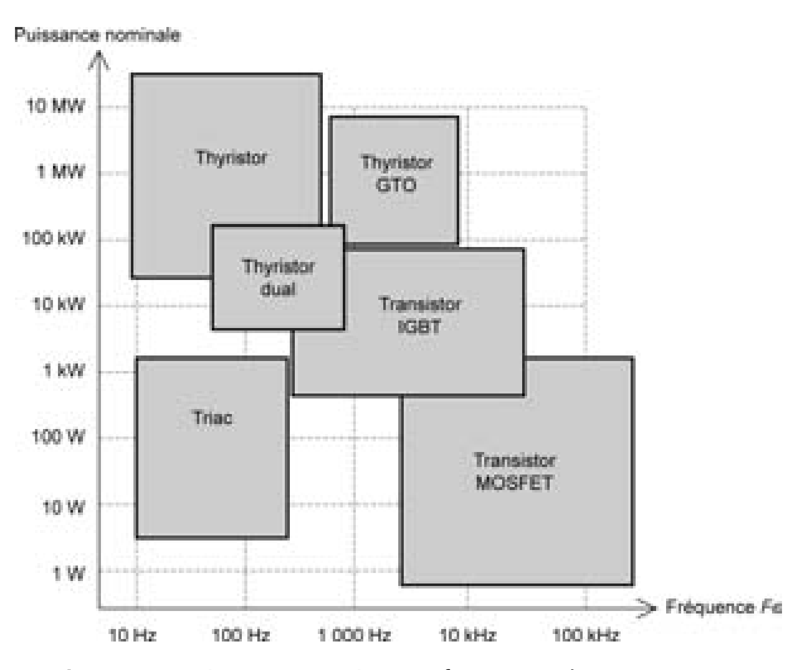


Figure 2.7 – Diagramme puissance-fréquence des composants.

2.3 Caractéristiques techniques des composants (*data sheets*)

2.3.1 Position du problème

Dans cet ouvrage, on s'intéresse non seulement aux fonctions essentielles d'un composant, mais aussi à ses caractéristiques techniques, concrètes, pour l'usage du technicien ou de l'ingénieur. On choisit donc quelques exemples mettant en évidence les principales données relatives au bon emploi d'un composant de puissance en commutation. On choisit de présenter ces caractéristiques dans l'ordre des composants suivant :

– la diode;
– le thyristor;
– le triac;
– le transistor MOS;
– le transistor IGBT.

2.3.2 Caractéristiques de la diode

En électronique de puissance, on s'intéresse essentiellement aux performances suivantes pour une diode :

– faible chute de tension à l'état passant ($f = 1$);
– faible courant à l'état bloqué ($f = 0$);
– temps de commutation très faible (t_{rr} : *time reverse recovery*);
– capacité C_T à l'état bloqué très faible (C_T de l'ordre de quelques pF).

2.3.3 Caractéristiques essentielles pour un transistor MOS

Si le choix se porte sur l'utilisation d'un tel transistor, c'est que le convertisseur est un hacheur ou un onduleur, que la puissance nominale envisagée est inférieure (approximativement) à 10 kW, et que son alimentation est inférieure à 250 V.

On a vu qu'il y a un lien entre la fréquence du convertisseur et la puissance moyenne dissipée par le composant par commutation (voir § 2.2.4).

Les données techniques suivantes sont nécessaires pour caractériser un transistor MOS :

– V_{DSS} : tension drain-source maximale;
– I_D : courant de drain;
– $Q_{G(on)}$: charge nécessaire sur la grille pour saturer le transistor;
– $t_{d(on)}$: retard à la commande pour saturer le transistor;
– t_r : temps de montée pour saturer le transistor;
– $t_{d(off)}$: retard à la commande pour bloquer le transistor;
– t_f : temps de descente pour bloquer le transistor;
– $R_{DS(on)}$: résistance drain-source à l'état passant.

Exemples de transistors MOSFET de puissance : valeurs typiques *tableau 2.3*.

Tableau 2.3 – Exemples de caractéristiques de transistors mosfet.

MOSFET	**IXTH 20 N60**	**IRF9530**	**Pont Hacheur à 4 transistors N-MOS + diodes LMD 18200**
V_{DSS}	600 V (canal N)	– 100 V (canal P)	60 V (canal N)
I_D ($\theta = 25$ °C)	15 A	– 12 A	3 A
$Q_{G(on)}$	150 nC	25 nC	
$t_{d(on)}$	20 ns	30 ns	300 ns
t_r	43 ns	70 ns	100 ns
$t_{d(off)}$	70 ns	70 ns	200 ns
t_f	40 ns	70 ns	70 ns
$R_{DS(on)}$ (ohms)	0,35 Ω	0,3 Ω	0,6 Ω
$R_{th(d\text{-}c)}$ = résistance thermique jonction-boîtier en K/W	0,42 K/W	1,67 K/W	
$R_{th(c\text{-}r)}$ = résistance thermique boîtier-dissipateur en K/W	0,25 K/W	1 K/W	
$R_{th(r\text{-}amb)}$ = résistance thermique dissipateur-milieu ambiant en K/W		80 K/W	
Fréquence f_e de découpage maximale envisageable	**50 kHz**	**40 kHz**	**15 kHz**
Puissance commandée P_M envisageable par composant	**4,5 kW**	**600 W**	**90 W**
Facteur de mérite estimé par composant	**225×10^6 W · Hz**	**24×10^6 W · Hz**	**$1,35 \times 10^6$ W · Hz**

Soit V_s la tension imposée à l'interrupteur à l'état bloqué, et I_s le courant traversant l'interrupteur à l'état saturé. Si T_e est la période de « découpage », on démontre

que les pertes maximales totales P_T pour chaque transistor, obtenues par commutation et par conduction, sont données par :

$$P_T = V_s I_s \left(\frac{t_r + t_f}{2T_e} \right) + R_{DS(on)} I_s^2$$

Pour déterminer la période T_e de découpage minimale envisageable, on additionne tous les temps de commutation, soit $t_{d(on)} + t_r + t_{d(off)} + t_f$ et on multiplie le résultat (approximativement) par 100 (ou $128 = 2^7$ pour obtenir un réglage possible avec 7 bits).
Cela donne, pour le transistor IXTH 20 N60 :

$$T_e = 100 \times [t_{d(on)} + t_r + t_{d(off)} + t_f] = 17{,}3\ \mu s\text{, soit } \boldsymbol{f_e = 50\ kHz}$$

Pour déterminer la puissance P_M commandée maximale envisageable par composant, on considère une tension maximale de travail $U_M = 0{,}7 \times V_{DSS}$ et un courant maximal de travail (en fonctionnement continu) $I_M = 0{,}7 \times I_D$. On note que $0{,}7^2 \approx 0{,}5$.
Cela donne, pour le transistor IXTH 20 N60 :

$$\boldsymbol{P_M} \approx ½ V_{DSS} \times I_D = \mathbf{4{,}5\ kW}$$

Le facteur de mérite est le produit $\boldsymbol{P_M \times f_e}$.
Dans le cas du « pont » LMD 18200, le composant est « tout monté » pour réaliser un hacheur à quatre quadrants, pour alimenter un petit moteur à courant continu ou un moteur pas-à-pas.
Il convient de prévoir (voir chapitre 3) :

- un *driver* qui impose une charge et une décharge de la capacité d'entrée sur la grille supérieure à $Q_{G(on)}$ et ceci pour un intervalle temps de l'ordre de t_r ou t_f. Sinon, la commande en commutation est mal assurée ;
- un isolement galvanique entre le montage électronique de commande et le circuit de puissance. Cette propriété est également réalisée par le *driver* ;
- une protection très rapide lors des montées trop brutales en courant alors que la tension V_{DS} n'est pas faible (cas des courts-circuits). Elle doit agir dans un intervalle de temps de l'ordre de 3 µs ;
- un radiateur qui permette l'évacuation de la chaleur P_T dissipée par le composant (voir § 2.4).

2.3.4 Caractéristiques essentielles pour un transistor IGBT

Si le choix se porte sur l'utilisation d'un tel transistor, c'est que le convertisseur est un hacheur ou un onduleur, la puissance nominale envisagée est comprise (approximativement) entre 1 kW et 500 kW. Les données techniques sont les suivantes pour caractériser un transistor IGBT :

- V_{CES} : tension collecteur-émetteur maximale ;
- I_C : courant de drain ;

Tableau 2.4 – Exemples de caractéristiques de transistors Igbt.

IGBT	IRGPH40MD2	IRGTIN050M12	IXGA7N60B
V_{CES}	1 200 V	1 200 V	600 V
I_C ($\theta = 25$ °C)	31 A	100 A	14 A
$Q_{G(on)}$ (nC)	50 nC	680 nC	25 nC
$t_{d(on)}$ ($\theta = 25$ °C)	67 ns	200 ns	9 ns
t_r ($\theta = 25$ °C)	89 ns	200 ns	10 ns
$t_{d(off)}$ ($\theta = 25$ °C)	340 ns	125 ns	100 ns
t_f ($\theta = 25$ °C)	510 ns	650 ns	150 ns
t_{rr} diode ($\theta = 25$ °C)	63 ns	215 ns	
$V_{CE\ (sat)}$	< 3,4 V	< 2,7 V	1,5 V
$R_{th\ (d\text{-}c)}$ = résistance thermique Jonction-boîtier en K/W	0,77 K/W	0,275 K/W	
$R_{th\ (c\text{-}r)}$ = résistance thermique boîtier-dissipateur en K/W	0,24 K/W	0,38 K/W	
$R_{th\ (r\text{-}amb)}$ = résistance thermique dissipateur-milieu ambiant en K/W	40 K/W	0,1 K/W (du module)	
Fréquence f_e de découpage maximale *envisageable*	**10 kHz**	**8,50 kHz**	**35 kHz**
Puissance commandée P_M *envisageable* par composant	**18 kW**	**60 kW**	**4,2 kW**
Facteur de mérite *estimé* par composant	**180×10^6 W·Hz**	**510×10^6 W·Hz**	**147×10^6 W·Hz**

– $Q_{Ge(on)}$: charge nécessaire sur la grille pour saturer le transistor ;
– $t_{d(on)}$: retard à la commande pour saturer le transistor ;

– t_r : temps de montée pour saturer le transistor;
– $t_{d(off)}$: retard à la commande pour bloquer le transistor;
– t_f : temps de descente bloquer le transistor;
– $V_{CE(sat)}$: tension collecteur-émetteur à l'état saturé;
– t_{rr} : temps de recouvrement inverse de la diode en antiparallèle;
– les températures sont celles de la jonction principale.

Exemples de transistors IGBT (valeurs typiques) : *tableau 2.4*.

Les règles de détermination de la fréquence maximale f_e (on ne tient pas compte de t_{rr}), de la puissance maximale par composant et du facteur de mérite sont les mêmes que pour le transistor MOS.

Soit V_s la tension imposée à l'interrupteur à l'état bloqué, et I_s le courant traversant l'interrupteur à l'état saturé. Si T_e est la période de « découpage », on démontre que les pertes maximales totales P_T pour chaque transistor, obtenues par commutation et par conduction, sont données par :

$$P_T = V_s I_s \left(\frac{t_r + t_f}{2T_e} \right) + V_{CE(sat)} I_s$$

Il faut prévoir (voir chapitre 3) :

– un *driver* qui impose une charge et une décharge de la capacité d'entrée sur la grille supérieure à $Q_{G(on)}$ et ceci pour un intervalle temps de l'ordre de t_r ou t_f. Sinon, la commande en commutation est mal assurée;
– un isolement galvanique entre le montage électronique de commande et le circuit de puissance. Cette propriété est également réalisée par le *driver*;
– une protection très rapide lors des montées trop brutales en courant alors que la tension V_{CE} n'est pas faible (cas des courts-circuits). Elle doit agir dans un intervalle de temps de l'ordre de 3 µs;
– un radiateur (ou dissipateur) qui permette l'évacuation de la chaleur P_T dissipée par le composant (voir § 2.4).

2.3.5 Caractéristiques essentielles pour un thyristor

Si le choix se porte sur l'utilisation d'un convertisseur à thyristors, c'est que le convertisseur est un redresseur ou un gradateur ou, plus rarement, un hacheur, voire un onduleur, avec un découpage à la période T_e. La puissance nominale envisagée est comprise (approximativement) entre 1 kW et plusieurs MW pour un redresseur, entre 1 kW et quelques centaines de kW pour un gradateur, et supérieure à 250 kW pour un hacheur (voir chapitre 6).

Les données techniques suivantes sont nécessaires pour caractériser un thyristor :

– *VRSM* : tension de crête maximale accidentelle;
– *VRRM* : tension de crête maximale répétitive directe ou inverse;
– *ITAv* : valeur **moyenne maximale** absolue du courant que le composant peut supporter en permanence;
– *ITRMS* : valeur **efficace maximale** absolue du courant que le composant peut supporter en permanence;

– *ITSM* : courant de surcharge maximale accidentelle ;
– I^2t : cette valeur sert au dimensionnement du protistor (fusible) pour $t = 10$ ms. Il faut que le I^2t du fusible soit inférieur à celui du thyristor pour réaliser une bonne protection contre les surintensités ;
– d*i*/d*t* : vitesse maximale d'amorçage ; si le régime transitoire du courant « monte » plus rapidement que cette vitesse, il y a risque de destruction du thyristor. Pour les très gros thyristors, on réduit ce risque en plaçant en série avec le thyristor une petite inductance « à air » qui limite la croissance du courant d'amorçage ;
– d*V*/d*t* : vitesse limite de blocage. Si cette valeur est dépassée par le régime transitoire, il y a risque d'auto-amorçage du thyristor. On réduit ce risque en plaçant en parallèle avec le thyristor un circuit R-C (*snubber*) qui limite la croissance de la tension anode-cathode ;

Tableau 2.5 – Exemples de caractéristiques de thyristors.

	Thyristor Semikron SKT 351F	**ST083S08PFN0 (International Rectifier)**
VRRM	600 V	800 V
ITSM (θ = 25 °C)	6 500 A	2 060 A
ITAv	350	85 A
ITRMS	900 A	135 A
I^2t (θ = 25 °C)	21 000 A²s	
d*i*/d*t* (50 Hz)	400 A/μs	
d*v*/d*t*	500 V/μs	
V_{GT}	4 V	3 V
I_{GT}	250 mA	200 mA
t_q	20 μs	12 μs
Fréquence f_e de découpage maximale envisageable	**500 Hz**	**820 Hz**
Puissance commandée P_M envisageable par composant	**1 950 kW**	**824 kW**
Facteur de mérite estimé par composant	**975×10^6 W · Hz**	**675×10^6 W · Hz**

– V_{GT}: tension minimale d'amorçage sur la gâchette pour impulsions de durée supérieure à 100 µs;
– I_{GT}: courant minimal d'amorçage de gâchette pour impulsions de durée supérieure à 100 µs. Les déclencheurs doivent fournir des impulsions ayant un courant d'amorçage 4 à 5 fois supérieur à I_{GT};
– t_q : durée minimale du blocage.

Exemples de thyristors : *tableau 2.5*.
Pour déterminer la période T_e de découpage minimale envisageable, on considère la durée minimale du blocage soit t_q et on multiplie le résultat (approximativement) par 100 (ou $128 = 2^7$ pour obtenir un réglage possible avec 7 bits).
Cela donne, pour le Thyristor Semikron SKT 351F :

$$T_e = 100 \times t_q = 2\,000\ \mu\text{s, soit } f_e = \mathbf{500\ Hz}$$

Pour déterminer la puissance P_M commandée maximale envisageable par composant, on considère la relation :

$$\boldsymbol{P_M} \approx \tfrac{1}{2} V_{RRM} \times I_{TSM} = \mathbf{1\,950\ kW}$$

Le facteur de mérite est encore le produit $\boldsymbol{P_M \times f_e}$.
Il faut prévoir :

– un déclencheur qui impose une impulsion suffisante sur la gâchette, supérieure à V_{GT};
– un isolement galvanique entre le montage électronique de commande et le circuit de puissance. Cette propriété est également réalisée par le déclencheur;
– une protection lors des montées trop brutales en courant à l'amorçage, et pour les montées trop rapides de la tension anode-cathode au blocage;
– un radiateur qui permette l'évacuation de la chaleur P_T dissipée par le composant.

2.4 Dissipation thermique des composants

2.4.1 Problème à résoudre

On a vu que tout composant de puissance en fonctionnement est source de chaleur. On s'efforce en premier lieu de réduire le plus possible « les pertes » par commutation et par conduction dans les composants en réalisant au mieux la commande « état ouvert – état fermé » des interrupteurs.
L'élévation de température qui résulte de l'ensemble des pertes de puissance doit être maîtrisée, surtout au niveau des jonctions du semi-conducteur. Il faut donc évacuer la chaleur, par divers moyens :

– par dissipation naturelle, en utilisant des radiateurs;
– par ventilation forcée;
– par refroidissement à eau ou à huile.

Bien entendu, la première méthode est la plus simple. Son efficacité est réduite. La ventilation forcée est dix fois plus efficace que la première méthode.

Mais la méthode consistant à utiliser un fluide caloriporteur (eau, huile) est de loin la plus intéressante à condition d'être bien maîtrisée. Elle ne s'applique que pour le refroidissement de gros convertisseurs, de puissance nominale supérieure à 200 kW.

2.4.2 Propagation de la chaleur

On cherche à « pousser » l'utilisation des composants électroniques au maximum de leurs possibilités, ce qui est fréquent dans l'industrie, pour des raisons de rentabilité. On évite donc de « sous-dimensionner » les composants du convertisseur.
Les effets de la température peuvent être maîtrisés si l'on connaît :

– la quantité de chaleur produite;
– la propagation de la chaleur.

Trois modes possibles existent pour propager la chaleur :

– **par conduction :** le transfert s'effectue de proche en proche si la température varie d'un point à l'autre à l'intérieur d'un solide, d'un liquide ou d'un gaz; il y a gradient de température;
– **par convection :** c'est un transfert de chaleur par déplacement de matière à l'intérieur d'un liquide ou un gaz. En électrotechnique, ce phénomène concerne surtout les circuits de refroidissement des machines ou des composants;
– **par rayonnement :** tout corps « chaud » émet un rayonnement électromagnétique, généralement infrarouge. La caractéristique d'émission donnant la quantité de chaleur Q émise est la loi de Stefan $Q = S\,\sigma\,\theta^4$, où S est la surface et θ la température en kelvins.

L'équation fondamentale de propagation de la chaleur par **conduction** est :

$$P - \rho C_p \frac{\mathrm{d}\theta}{\mathrm{d}t} = -\lambda\,\Delta\theta$$

avec P = puissance calorifique par unité de volume, ρ = masse de l'unité de volume, C_p = chaleur massique de l'unité de volume, θ = température en K, λ = conductibilité thermique du matériau et $\Delta\theta$ = Laplacien de la température.
Dans la plupart des applications, on se limite au fonctionnement en régime permanent $\frac{\mathrm{d}\theta}{\mathrm{d}t} = 0$ et l'on obtient alors :

$$P = -\lambda\,\Delta\theta$$

Et si $P = 0$, on obtient l'équation du Laplacien $\Delta\theta = 0$. On raisonne le plus souvent sur une dimension, ce qui revient à résoudre l'équation différentielle $\frac{\mathrm{d}^2\theta}{\mathrm{d}x^2} = 0$.
La variation de la température est donc linéaire avec x et dépend des « conditions aux limites ». Cela signifie que, dans le modèle monodimensionnel, il est possible d'introduire la notion de « résistance thermique » R_{th} pour un matériau homogène de longueur L et de section S telle que :

$$R_{th} = \rho_{th}\frac{L}{S}$$

où $\rho_{th} = 1/\lambda$ est la « résistance thermique spécifique ».
En pratique, les phénomènes de conduction, de convection et de rayonnement sont regroupés de façon approximative en écrivant la **loi d'Ohm thermique** :

$$\delta\theta = R_{th}\, P$$

La puissance P à évacuer crée, en régime permanent, un écart de température $\delta\theta$ qui lui est sensiblement proportionnel; ce coefficient est la résistance thermique et dépend à la fois des dimensions du composant, de son matériau constitutif, et des conditions de refroidissement; cette loi est d'autant plus valide que les écarts de température sont faibles.
La température s'exprime légalement en K (kelvins, mais une échelle de température en °C convient lorsqu'il s'agit d'écarts); la puissance en W; la résistance thermique en K/W.
Quelques valeurs de ρ_{th} : voir *tableau 2.6*.

Tableau 2.6 – Résistance thermique spécifique de quelques corps.

Corps	ρ_{th} en cm K W^{-1}
Cuivre	0,27
Aluminium	0,57
Silicium	1,18
Aciers	2,86
Ferrites	15,6
Quartz	69
Verres	91
Eau	149
Hydrogène	1 000
Hélium	1 000
Mylar	3 330
Air	5 890

2.4.3 La dissipation « naturelle » de la chaleur

On place des dissipateurs conducteurs de la chaleur sur chaque composant de puissance, et la dissipation de l'énergie thermique s'effectue avec l'air ambiant selon les trois modes précisés ci-dessus.

La puissance dissipée maximale P_M **sans dissipateur** par un semi-conducteur dépend de la température du boîtier θ_c. Elle est définie par convention pour une température ambiante de 25 °C. On désigne par $\theta_{v\text{-}j\ Max}$ la température maximale de la jonction, et par $R_{th(j\text{-}c)}$ la résistance thermique jonction-boîtier. On a alors :

$$P_M = \frac{\theta_{v\text{-}j\ Max} - 25}{R_{th\ (j\text{-}c)}}$$

Si la température de jonction dépasse $\theta_{v\text{-}j\ Max}$ **il y a destruction de la jonction**. Pour éviter cette situation, on monte le composant sur un dissipateur de chaleur (ou radiateur).

Dans un système d'évacuation de la chaleur, la puissance calorifique se transmet suivant des températures décroissantes, les résistances thermiques des différents sous-ensembles se combinent donc en série et s'ajoutent (voir *figure 2.8*).

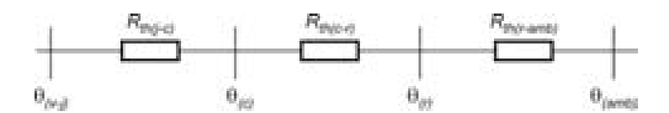


Figure 2.8 – Dissipateur pour composant électronique.

La détermination du dissipateur se calcule en appliquant la loi d'Ohm thermique. La puissance maximale « dissipable » est :

$$P_d = \frac{\theta_{(v\text{-}j)\max} - \theta_{amb}}{R_{th(j\text{-}c)} + R_{th(c\text{-}r)} + R_{th(r\text{-}amb)}}$$

avec :

$\theta_{(v\text{-}j)}$ = température de jonction donnée par le fabricant du composant;

$\theta_{(c)}$ = température du boîtier;

θ_r = température du dissipateur (radiateur);

P_d = puissance dissipée;

$R_{th(d\text{-}c)}$ = résistance thermique jonction-boîtier en K/W donnée par le fabricant;

$R_{th(c\text{-}r)}$ = résistance thermique boîtier-dissipateur en K/W qui dépend du type de boîtier, de l'état des surfaces, de la pression de contact avec le dissipateur;

$R_{th(r\text{-}amb)}$ = résistance thermique dissipateur-milieu ambiant en K/W donnée par le fabricant du dissipateur (voir ses abaques).

La résistance thermique du dissipateur est alors :

$$R_{th(r\text{-}amb)} = \frac{\theta_{(v\text{-}j)} - \theta_{amb}}{P_d} - \left(R_{th(j\text{-}c)} + R_{th(c\text{-}r)}\right)$$

Il est préférable de choisir un dissipateur dont la résistance thermique est inférieure à la valeur $R_{th(r\text{-}amb)}$ calculée. En pratique, on utilise des **abaques** pour des « dissipateurs profilés », qui donnent la valeur de la résistance thermique en fonc-

tion de la longueur du profilé. On voit dans le *tableau 2.6* qu'il est préférable d'utiliser des dissipateurs en aluminium.

Il est souhaitable de placer les dissipateurs de manière telle que les rainures du profilé soient verticales. Un espace doit être prévu pour que l'air ambiant entre par le bas, passe par les rainures, et que l'air « chaud » sorte en haut du boîtier contenant le convertisseur : c'est l'effet « cheminée ». On favorise donc la dissipation par conduction et par convection.

La dissipation de la chaleur par rayonnement suppose l'utilisation de dissipateurs « peints en noir », directement reliés à l'extérieur du boîtier. Elle est plus réduite et réservée aux convertisseurs de petite puissance nominale.

■ Exemple : transistor MOSFET IXTH 20N60

$\theta_{(v\text{-}j)} = 125$ °C; $\theta_{amb} = 25$ °C.

$R_{DS(on)} = 0{,}35\ \Omega$; $I_D = 10$ A, soit $P_{on} = 35$ W pour un rapport cyclique de 1 (conduction permanente à l'état saturé), ce qui est une surestimation.

P_d = puissance dissipée ≈ $P_{on} = 35$ W, ce qui donne :

$$R_{th(r\text{-}amb)} = \frac{125-25}{35} - (0{,}42 + 0{,}25) = 2{,}18 \text{ K/W}$$

Il est possible de réaliser un dissipateur avec cette valeur de $R_{th(r\text{-}amb)}$.

■ Autre exemple : transistor IGBT IRGPH40MD2

$\theta_{(v-j)} = 125$ °C; $\theta_{amb} = 25$ °C.

$V_{CE} = 3$ V; $I_D = 25$ A, soit $P_{sat} = 75$ W pour un rapport cyclique de 1, ce qui est une surestimation.

P_d = puissance dissipée ≈ $P_{sat} = 75$ W, ce qui donne :

$$R_{th(r\text{-}amb)} = \frac{125-25}{75} - (0{,}77 + 0{,}24) = 0{,}33 \text{ K/W}$$

Dans le cas présent, la résistance thermique du dissipateur calculée est très faible. Il est préférable d'envisager une ventilation forcée.

2.4.4 Dissipation de la chaleur par ventilation forcée

On reprend le modèle précédent en considérant :

– que la source de chaleur venant du composant est donnée par P_d;

– que la ventilation forcée revient à extraire une puissance thermique donnée par $P_{extr} < P_d$.

On obtient le modèle de la *figure 2.9*.

On a alors $\theta_r - \theta_{amb} = R_{th\,(r\text{-}amb)} \times (P_d - P_{extr})$.

On a ensuite $\theta_{(v\text{-}j)} - \theta_r = (R_{th\,(j\text{-}c)} + R_{th\,(c\text{-}r)}) \times P_d$.

L'idéal est d'obtenir $\theta_r \approx \theta_{amb}$. Tout dépend de l'efficacité de la ventilation forcée.

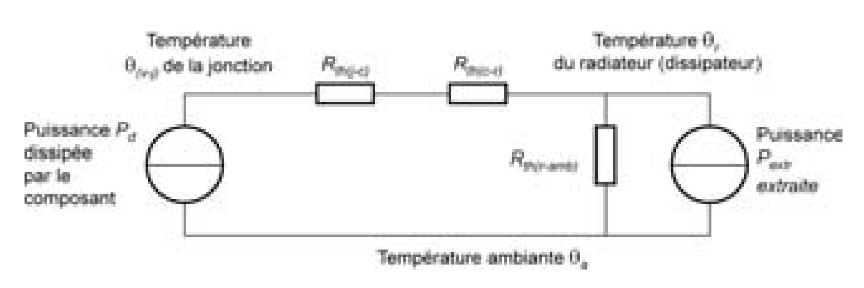


Figure 2.9 – Évacuation de la chaleur par ventilation forcée provenant d'un composant électronique.

2.4.5 Dissipation de la chaleur par refroidissement

On distingue deux modes de refroidissement :

– le refroidissement à un seul état : un fluide (liquide ou gazeux) caloriporteur « transporte » la chaleur de la source « chaude » (le composant) à la source « froide » (l'air ambiant);
– le refroidissement à deux états : un fluide caloriporteur (eau) arrivant **à l'état liquide** « capture » la chaleur de la source « chaude » (le composant) en passant **à l'état gazeux** et la transporte vers la source « froide » (l'air ambiant). Le fluide redevient liquide par compression.

La circulation du fluide est dans les deux cas en circuit fermé.

Il est évident que le deuxième mode est plus efficace que le premier, car on utilise la chaleur lente de vaporisation de l'eau pour capturer la chaleur, qui est très élevée. En effet :

– au premier mode, intervient la capacité massique de l'eau liquide valant 4,2 kJ · kg^{-1} · K^{-1};
– au deuxième mode, intervient la chaleur latente de l'eau $L = 2\,257{,}92$ kJ · kg^{-1} · K^{-1} pour une pression de 1 bar.

Dans les deux cas, le modèle présenté à la *figure 2.9* est encore utilisable. Les deux modes permettent une puissance d'extraction P_{extr} bien plus élevée qu'en ventilation forcée. Pour le deuxième mode, un calcul simple montre que, pour un débit d'eau de 1 g/s (1 gramme/seconde), la puissance (théorique) d'extraction est de 2,2 kW.

2.5 Utilisation du logiciel PSpice

2.5.1 Intérêt de la simulation

La modélisation de certains composants de puissance utilisée sur le logiciel Pspice est très poussée et rend bien compte du comportement du composant lors de la commutation. Il introduit d'ailleurs des régimes transitoires qui seront étudiés au chapitre 6.

On s'intéresse ici à deux cas types :

– le comportement d'un transistor MOS dans la commutation et, en particulier, la mise en évidence de l'effet MILLER (voir *figure 2.10*) ;
– le comportement d'un thyristor en redressement simple sur charge L-R (voir *figure 2.11*).

2.5.2 Le transistor MOSFET IRF150 en simulation

On considère le montage type « hacheur série » sur charge L-R présenté à la *figure 2.10*. On note que le comportement de ce montage est présenté également en enregistrement à l'oscilloscope au chapitre 3.

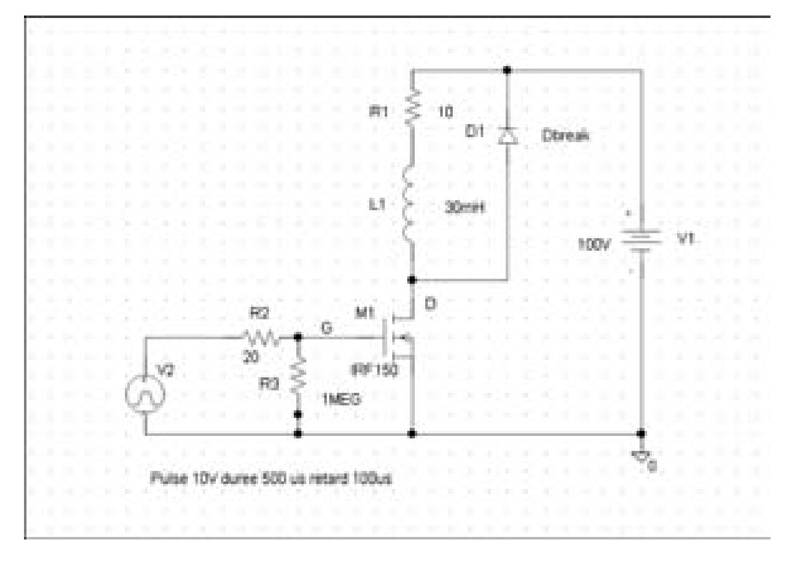


Figure 2.10 – Simulation d'un transistor MOS-FET sur le logiciel PSpice.

La charge est donc composée d'une résistance de 10 ohms et d'une inductance de 30 mH. L'alimentation est de 100 V.

La commande est effectuée par un générateur d'impulsions périodique (période 1 ms) de niveau 10 V, de rapport cyclique 0,5. L'impulsion est retardée de 100 µs.

On observe, à l'instant $t = 100$ µs, la montée du courant de drain *ID* et la descente de la tension drain-source *VD*. L'effet MILLER est caractérisé par une pointe du courant grille *IG* de niveau 294 mA à l'instant $t0 = 100$ µs. La tension de la grille évolue alors entre 6,85 V à l'instant $t1 = 100{,}082$ µs et 7,30 V à l'instant $t2 = 100{,}411$ µs, tandis que le courant de grille reste à un niveau d'environ 150 mA.

On estime donc VGS_{Mill} à 7 V, et IG_{Mill} à 0,15 A.

La durée de l'effet MILLER correspond à la durée de la « descente » de *VD* de 100 V à 0 V et vaut $t2 - t1 = 330$ ns. On peut estimer que l'énergie nécessaire à la

commande pour réaliser la commutation est $Wc = (t2 - t1) \times VGS_{Mill} \times IG_{Mill} = 330 \times 10^{-9} \times 7 \times 0{,}15 = 0{,}346$ µJ. Cette énergie doit être fournie par le circuit de commande.

Une autre partie de la simulation montre la puissance dissipée en commutation notée Pcom. On constate que la « pointe » de puissance à l'instant $t = 100{,}072$ µs est de 474 W, ce qui est très important. Mais cette puissance dure très peu et l'énergie correspondante obtenue par intégration de la puissance en fonction du temps est seulement de 90 µJ.

Si le hacheur fonctionne à une fréquence fe = 10 kHz, la puissance perdue par commutation sera : $P_{tcom} = 2 \times 90 \times 10^{-6} \times 10^4 = 1{,}8$ W pour le transistor (voir aussi la *figure 2.2*).

2.5.3 Le thyristor 2N1595 en simulation

On considère le montage type « redresseur élémentaire à un thyristor » sur charge L-R présenté à la *figure 2.11*. On note que L = 30 mH et R = 10 ohms. La tension appliquée est sinusoïdale et a pour valeur maximale 20 V. La fréquence est de 50 Hz.

À l'instant t = 5 ms, on envoie une impulsion de 5 V et de durée 100 µs. Aux bornes gâchette-cathode du thyristor, l'impulsion VGK a un niveau de 1,8 V. La durée est la même. Il y a amorçage du thyristor et la tension VAK devient quasi-nulle.

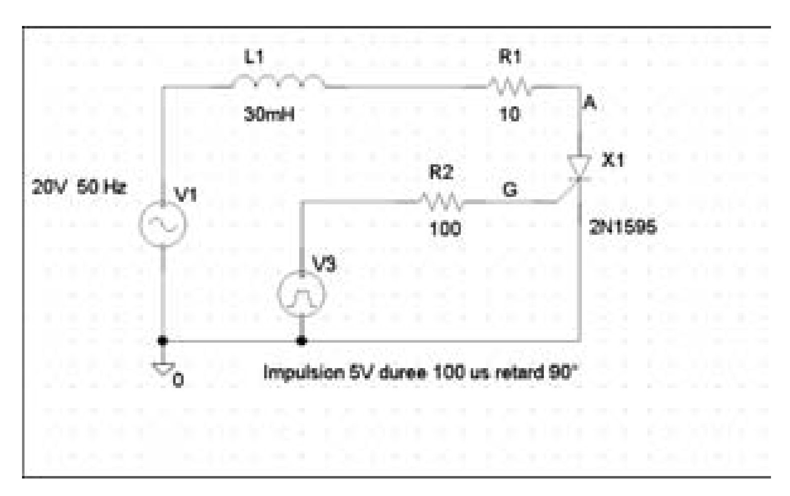


Figure 2.11 – Simulation sur PSpice d'un redressement à thyristor élémentaire.

Comme la charge est inductive, l'allure du courant $iL1(t)$ (courant de charge) est celle d'une quasi-alternance de sinusoïde. Le courant est maximal dans ce cas à l'instant t = 8,432 ms. Le débit est discontinu.

La puissance dissipée dans le thyristor est au maximum de 993 mW, ce qui n'est pas négligeable.

2.6 Tableaux de caractéristiques de composants

2.6.1 Présentation

Ces tableaux, extraits de « *datasheets* » de constructeurs permettent au lecteur de comparer des caractéristiques de composants pour diverses applications. On s'intéresse ici aux principaux composants étudiés dans cet ouvrage, facilement disponibles sur le marché. Les caractéristiques sont données à « l'état brut ».
Site Internet : http://www.datasheetarchive.com.

2.6.2 Diodes de redressement

Le *tableau 2.7* indique les données techniques de quelques diodes de redressement.

Tableau 2.7 – Caractéristiques de diodes de redressement.

Type de diodes	Tension inverse maximale	Courant inverse	Courant direct nominal	Tension directe	Utilisation
1SR154-400	400 V	10 µA	1 A	1,1 V	Redressement Usage général
1SR154-600	600 V	10 µA	1 A	1,1 V	
1SR159-200	200 V	10 µA	1 A	0,98 V	Diode rapide * trr = 50 ns
1SR156-400	400 V	10 µA	1 A	1,3 V	Diode rapide * trr = 400 ns
1SR159-400	400 V	10 µA	1 A	1,2 V	Diode rapide * trr = 25 ns
*t_{rr} = *time reverse recovement* : temps de recouvrement inverse					

Remarque : les courants nominaux traversant ces diodes sont faibles.

2.6.3 Transistor MOSFET

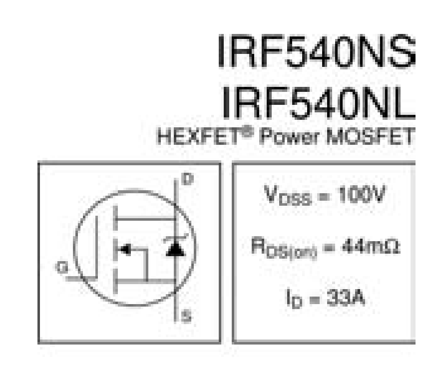
Les *tableaux 2.8 et 2.8 bis* ainsi que les *figures 2.12 à 2.17* indiquent les données techniques du transistor IRF540 de International Rectifier.

■ Transistor à effet de champ MOS IRF 540

N.B. : Ce transistor est « dual » : il est équipé d'une diode rapide en antiparallèle.
Avantages :

– Faible résistance à l'état passant : $RDS_{(on)} = 44$ mΩ.
– Commutation très rapide.

– V_{DSS} = 100 V : tension maximale à l'état bloqué.
– Pouvant opérer à une température de jonction de 175 °C.
– Courant nominal du drain à 25 °C : I_D = 33 A.



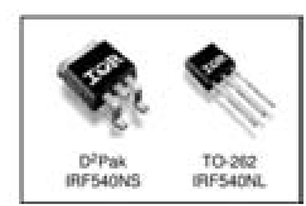


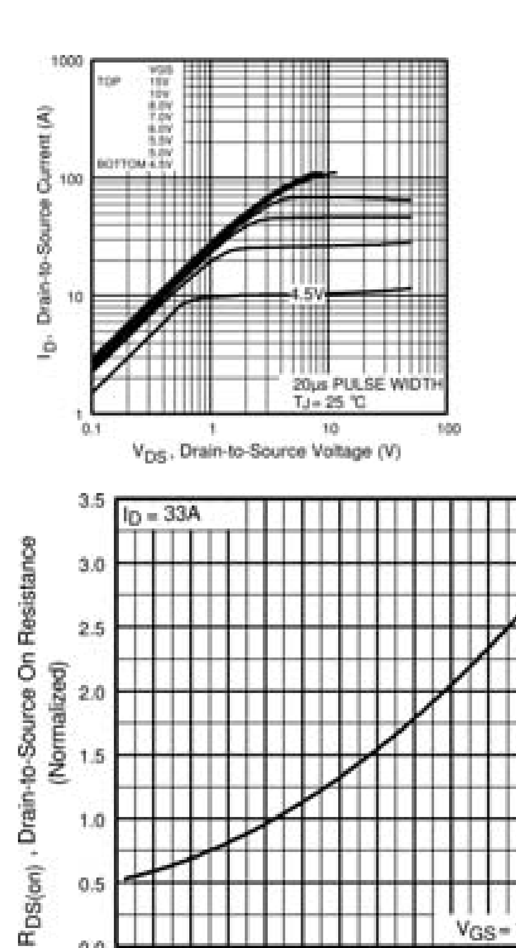
Figure 2.12 – IRF 540.

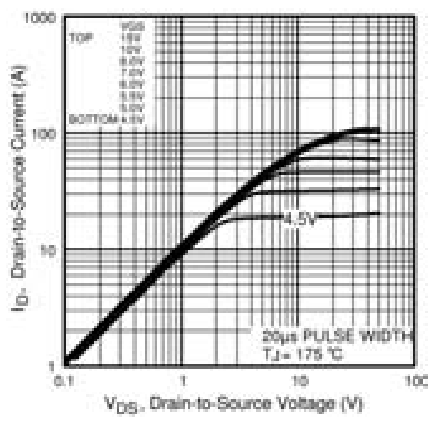
Tableau 4.8 – Caractéristiques du mosfet irf540.

Paramètres	**Valeurs maximales**
Courant de drain en continu à la température 25 °C du boîtier et V_{GS} = 10 V	33 A
Courant de drain en continu à la température 100 °C du boîtier et V_{GS} = 10 V	23 A
Courant de drain en régime d'impulsions	110 A
Tension grille-source	± 20 V
Puissance dissipée à la température 25 °C du boîtier	130 W
Rapidité de la diode en antiparallèle : d*v*/d*t*	7 V/ns
Température de la jonction	De – 55 °C à + 175 °C
Résistance thermique jonction-boîtier	1,15 °C/W
Résistance thermique jonction-air ambiant (Montage PCB)	40 °C/W

Tableau 4.8 ***bis*** – Caractéristiques du mosfet irf540.

Caractéristiques électriques à la température 25 °C de la jonction	**Valeurs typiques (ou maximales)**
Résistance *RDS*(on) à l'état passant	44 mΩ (max)
Tension V_{GS} de seuil (effet Miller)	2 à 4 V (max)
Courant de fuite drain-source à l'état bloqué : $V_{DS} = 100$ V; $V_{GS} = 0$ V	25 µA (max)
Courant de fuite grille-source à l'état bloqué : $V_{GS} = \pm 20$ V	± 100 nA (max)
Charge totale nécessaire à la commutation sur la grille	71 nC (max)
Durée de retard à la saturation *td*(on)	11 ns
Temps de montée *tr*	35 ns
Durée de retard au blocage *td*(off)	39 ns
Temps de descente *tf*	35 ns
Inductance interne du drain	4,5 nH
Inductance interne de la source	7,5 nH
Capacité d'entrée C_{iss} avec $V_{GS} = 0$ V	1 960 pF
Capacité de sortie C_{oss} avec $V_{DS} = 25$ V	250 pF
Capacité de transfert C_{rss} drain-grille	40 pF
Tension aux bornes de la diode en antiparallèle à l'état passant	1,2 V (max)
Courant continu de la diode en antiparallèle	33 A (max)
Temps de recouvrement inverse de la diode *trr*	170 ns (max)
Charge en recouvrement inverse de la diode *Qrr*	760 nC (max)





↑ **Figure 2.13** – Caractéristiques typiques de sortie du transistor.

← **Figure 2.14** – Résistance R_{DS}(on) en fonction de la température de jonction en °C.

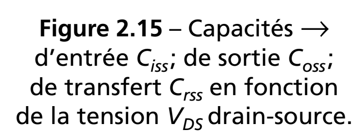
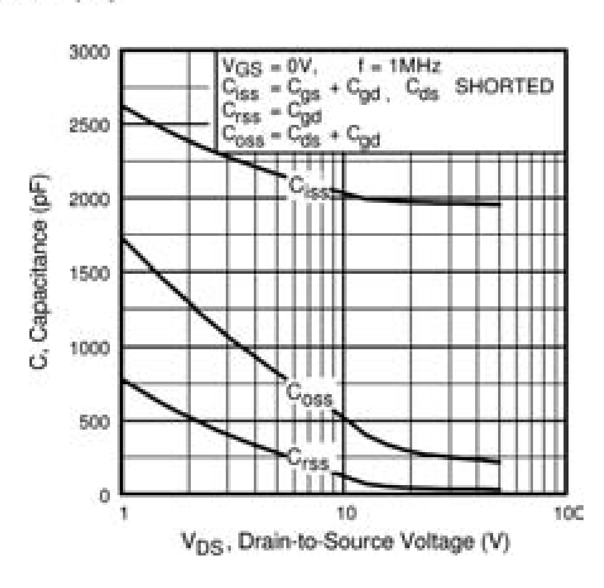


Figure 2.15 – Capacités → d'entrée C_{iss}; de sortie C_{oss}; de transfert C_{rss} en fonction de la tension V_{DS} drain-source.



A

SYSTÈMES ÉLECTRONIQUES DE COMMANDE

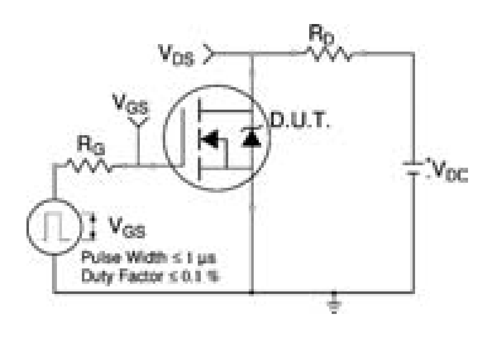


Figure 2.16 – Circuit de test pour la commutation.

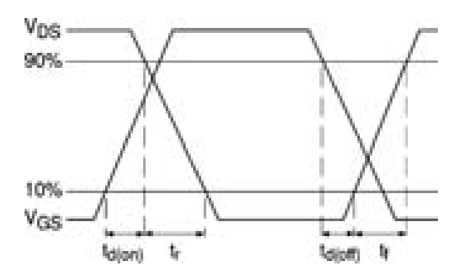


Figure 2.17 – Formes d'ondes de la commutation.

Remarque : ce transistor peut être utilisé à tension inférieure à 100 V et à courant inférieur à 30 A.

2.6.4 Transistors IGBT

Le *tableau 2.9* indique les données techniques de plusieurs transistors IGBT International Rectifier.

On rappelle que $f_e = 1/T_e$ est la fréquence de découpage ou de commutation en fonctionnement hacheur ou en Modulation de largeur d'impulsions des transistors.

Remarque : le choix est important car ce transistor est de plus en plus utilisé.

Il est possible de choisir des transistors pouvant être utilisés à tension inférieure à 1 200 V et à courant inférieur à 40 A.

Tableau 2.9 – Quelques caractéristiques de transistors IGBT.

Dénomination	VCE : Tension collecteur-émetteur	Tension V_{CE}(on) maximale à l'état saturé	Courant I_C continu à température boîtier de 25 °C	Courant I_C continu à température boîtier de 180 °C	Puissance dissipée maximale
IRG4BC40S : faible V_{CE}(on) avec0 < *fe* < 1 kHz	600 V	1,6 V	60 A	31 A	160 W
IRGBC20S : faible V_{CE}(on) avec 0 < *fe* < 1 kHz	600 V	3 V	19 A	10 A	60 W
IRGBC30S : faible V_{CE}(on) avec 0 < *fe* < 1 kHz	600 V	3,2 V	34 A	18 A	100 W
IRGBC40S : faible V_{CE}(on) avec 0 < *fe* < 1 kHz	600 V	2,8 V	50 A	31 A	160 W
IRGBC20M-S : commutation rapide avec 3 kHz < *fe* < 10 kHz	600 V	3,3 V	13 A	8 A	60 W
IRGBC30M-S : commutation rapide avec 3 kHz < *fe* < 10 kHz	600 V	3,9V	26 A	16 A	100 W
IRGBC40M-S : commutation rapide avec 3 kHz < *fe* < 10 kHz	600 V	4 V	40 A	24 A	160 W
IRG4BC40F : commutation rapide avec 3 kHz < *fe* < 10 kHz	600 V	1,5 V	49 A	27 A	160 W
IRGBF30F : commutation rapide avec 3 kHz < *fe* < 10 kHz	900 V	4,7 V	20 A	11 A	100 W

Tableau 2.9 – Quelques caractéristiques de transistors IGBT (*suite*).

Dénomination	**VCE : Tension collecteur-émetteur**	**Tension V_{CE}(on) maximale à l'état saturé**	**Courant I_C continu à température boîtier de 25 °C**	**Courant I_C continu à température boîtier de 180 °C**	**Puissance dissipée maximale**
IRGPH50M : commutation rapide avec 3 kHz < *fe* < 10 kHz	1 200 V	3,9 V	42 A	23 A	200 W
IRGRDN600M06 commutation rapide avec 3 kHz < *fe* < 10 kHz	600 V	3,7 V	800 A	320 A	2 600 W
IRG4BC20U commutation très rapide avec 10 kHz < *fe* < 100 kHz	600 V	1,84 V	13 A	6,5 A	60 W
IRGBC40U commutation très rapide avec 10 kHz < *fe* < 100 kHz	600 V	4 V	40 A	20 A	160 W
IRGDDN600K06 commutation rapide avec 10 kHz < *fe* < 30 kHz	600 V	3,7 V	680 A	280 A	2 600 W

3 • LES INTERFACES DE COMMANDE DES COMPOSANTS INTERRUPTEURS. *DRIVERS*. DÉCLENCHEURS

3.1 Interface signal-puissance

3.1.1 Signal de commande et signal de puissance

On peut voir en Annexe que :

– **pour $g(t) \geq 0$**, la commande est **un signal $y(t)$** donné par la fonction découpage $d_\alpha(t)$ de période T_e, où α est le rapport cyclique tel que :

$$z(t) = \text{sign}\,[g(t) - scie_dec_m(t)]$$

et donc :

$$y(t) = 0{,}5 \times [z(t) + 1] = d_\alpha(t)$$

– **pour $g(t)$ alternatif**, la commande peut être **un signal MLI bipolaire $y(t)$** donné par la fonction découpage $d_\alpha(t)$ de période T_e, où α est le rapport cyclique à la séquence n tel que :

$$y(t) = [2 \times d_\alpha(t) - 1] \times \text{sign}[g(t)] \text{ avec } \alpha(n) = |g(n)|$$

– **pour $g(t)$ alternatif**, la commande peut aussi être **un signal MLI bipolaire $y(t)$** donné par la fonction découpage $d_\alpha(t)$ de période T_e, où α est le rapport cyclique à la séquence n tel que :

$$y(t) = d_\alpha(t) \times \text{sign}[g(t)] \text{ avec } \alpha(n) = |g(n)|$$

D'autres signaux $y(t)$ sont à envisager si l'on s'intéresse aux commandes des thyristors et des triacs.

Les commandes sont en tension. On applique donc un signal de commande tension :

$$v_c(t) = V_{ref} \times y(t)$$

avec $|y(t)| \leq 1$ en général, et V_{ref} est une tension de référence et aussi facteur d'échelle de la commande.

Les signaux $v_c(t)$ sont analogiques mais de faible amplitude (quelques volts) et de faible puissance (quelques nW à quelques µW). Le rôle de l'interface est de renforcer ces signaux en tension (jusqu'à 15 V) et en puissance (quelques watts). Les signaux « de puissance » sont alors susceptibles de commander avec efficacité des composants de puissance, tels que les transistors ou les thyristors.

3.1.2 Le signal de puissance selon le composant commandé

On a vu, en étudiant quelques données techniques de constructeurs au chapitre précédent, que chaque composant de puissance exige une certaine forme de signal pour être commandé en interrupteur. On a vu par exemple que :

– pour un transistor MOS ou IGBT, il est nécessaire que l'amplitude du signal de commande entre grille et source (ou entre grille et émetteur) soit au moins de 10 V, et fournisse une pointe de courant de l'ordre de 0,2 A au minimum, ce qui correspond à une « pointe » de puissance d'environ 2 W (voir *figure 2.10*) ;
– pour un thyristor ou un triac il est nécessaire que l'amplitude du signal de commande entre gâchette et cathode (ou entre gâchette et anode A1) soit au moins de 3 V, et fournisse une pointe de courant de l'ordre de 0,1 A durant au minimum 20 µs, ce qui correspond à une « pointe » de puissance d'environ 0,3 W (voir *figure 2.11*).

Le montage électronique assurant l'interface doit nécessairement respecter ces exigences, imposées par les caractéristiques techniques du composant de puissance.

3.2 *Drivers* pour transistors

3.2.1 Commande d'un tripôle de puissance formé de transistors duaux

La plupart des convertisseurs de puissance utilisés aujourd'hui utilisent un tripôle formé de deux transistors duaux, c'est-à-dire de deux transistors montés en pont et deux diodes en antiparallèle (voir *figure 3.1*).

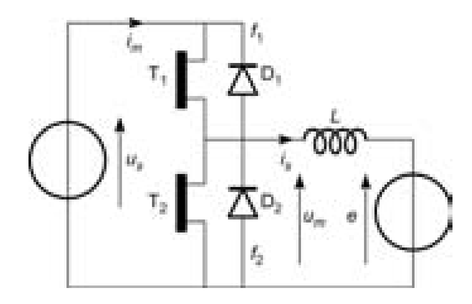


Figure 3.1 – Tripôle dans une cellule de transistors duaux.

La source de courant, représentée par le dipôle (e, L), est imparfaite. Les quatorze changements d'état (ou transitions) possibles du tripôle ainsi constitué sont donnés par les relations suivantes :

spontanés à la fermeture (à éviter)

$CFD1 = (e\uparrow = u_s)$ soit ($f_1 : 0 \rightarrow 1$)

$CFD2 = (e\downarrow = 0)$ soit ($f_2 : 0 \rightarrow 1$)

provoqués à la fermeture

$CFT1 = G_1\uparrow$ soit ($f_1 : 0 \rightarrow 1$)

$CFT2 = G_2\uparrow$ soit ($f_2 : 0 \rightarrow 1$)

provoqués à l'ouverture et à la fermeture

$COT1\ \&\ CFD2 = (is > 0)\ \&\ G_1\downarrow$ soit ($f_1 : 1 \rightarrow 0$) et ($f_2 : 0 \rightarrow 1$)

$COD2\ \&\ CFT1 = (is > 0)\ \&\ G_1\uparrow$ soit ($f_2 : 1 \rightarrow 0$) et ($f_1 : 0 \rightarrow 1$)

$COT2\ \&\ CFD1 = (is < 0)\ \&\ G_2\downarrow$ soit ($f_2 : 1 \rightarrow 0$) et ($f_1 : 0 \rightarrow 1$)

$COD1\ \&\ CFT2 = (is < 0)\ \&\ G_2\uparrow$ soit ($f_1 : 1 \rightarrow 0$) et ($f_2 : 0 \rightarrow 1$)

changement spontané d'interrupteur entre transistor
et diode à état de fermeture constant

$COT1\ \&\ CFD1 = G_1\ \&\ \overline{G_2}\ \&\ (i_s\downarrow = 0)$ soit ($f_1 = 1$)

$CFT1\ \&\ COD1 = G_1\ \&\ \overline{G_2}\ \&\ (i_s\uparrow = 0)$ soit ($f_1 = 1$)

$COT2\ \&\ CFD2 = G_2\ \&\ \overline{G_1}\ \&\ (i_s\uparrow = 0)$ soit ($f_2 = 1$)

$CFT2\ \&\ COD2 = G_2\ \&\ \overline{G_1}\ \&\ (i_s\downarrow = 0)$ soit ($f_2 = 1$)

spontanés à l'ouverture

$COD1 = (i_s\uparrow = 0)$ soit ($f_1 : 1 \rightarrow 0$)

$COD2 = (i_s\downarrow = 0)$ soit ($f_2 : 1 \rightarrow 0$)

Voir aussi l'Annexe mathématique et l'introduction de la notion de réseau de Pétri.
Les commandes **CFT1 et CFT2** comportent à la fois une possibilité de changement provoqué et une possibilité de changement spontané, ce qui est caractéristique du transistor dual.
La mise en service du tripôle consiste à commencer de l'état « O » (ouvert), où $f_1 = f_2 = 0$. Le programme du processeur ou du circuit numérique de commande doit alors partir de cet état pour passer ensuite à l'état $f_1 = 1$.

L'arrêt du tripôle, **en particulier à l'état d'urgence**, impose le retour à l'état « O ». Le programme du processeur doit prévoir le retour à 0 du courant i_s avant d'interrompre tout fonctionnement (voir le chapitre 6).
Il ne faut pas confondre l'état « O » avec le fonctionnement « **en temps mort** » du tripôle, où les commandes des deux transistors sont bloquées, mais où le courant i_s reste différent de zéro. On peut résumer la commande « temps mort » comme suit (durant t_d pour *dead time*) :

$$COT1\,T2 = \overline{G_1}\ \&\ \overline{G_2}\ \&\ (i_s \neq 0)$$

Les circuits *drivers* sont prévus généralement pour ce type de commande. De plus, une fonction est prévue dans la plupart des processeurs (dont les DSP) pour caractériser le temps mort et définir sa durée.

3.2.2 Caractéristiques d'un *driver*

Le *driver* est une carte d'interface entre une commande électronique consistant généralement en signaux logiques et un composant de puissance (ou plus généralement un tripôle, formé de deux transistors duaux).
Les caractéristiques essentielles d'un *driver* peuvent être résumées comme suit :

– **isolement galvanique** entre le signal de commande, venant de la carte du « processeur » (microcontrôleur, composant programmable, ou DSP) d'une part, et le composant de puissance d'autre part. Cet isolement permet la protection de la carte du processeur contre l'intervention inopportune de la haute tension du convertisseur en cas de destruction d'un composant du *driver*. L'autre intérêt de l'isolement est la possibilité de transmettre des signaux pour des composants fonctionnant à des potentiels différents;
– **retard à la transmission du signal de commande** le plus faible possible, afin de permettre le fonctionnement en haute fréquence;
– **montage de sortie du *driver*** pour que l'effet Miller du transistor MOSFET ou IGBT soit complètement surmonté; il est alors nécessaire que le courant fourni/reçu à/de la grille puisse charger/décharger la capacité équivalente d'entrée le plus rapidement possible;

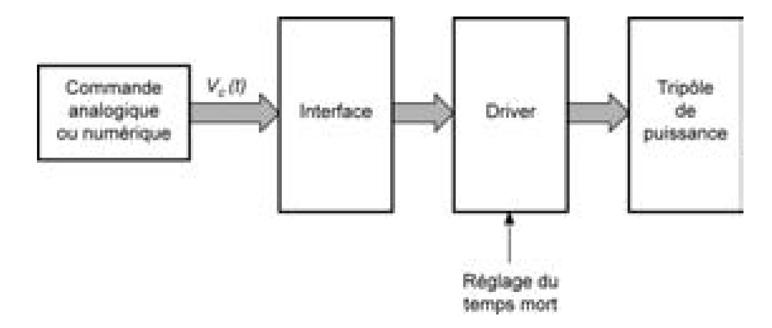


Figure 3.2 – Montage typique de commande d'un tripôle à partir d'une commande numérique, en utilisant une interface, un *driver.*

– **mise en œuvre d'un temps « mort »**, noté t_d, réglable et compatible avec les durées t_{on} et t_{off} de chaque composant. On choisit généralement : $t_d > 2 \times \sup(t_{on}, t_{off})$.

L'ensemble de la commande à partir d'un dispositif analogique ou numérique fait donc intervenir en cascade un circuit générateur du ou des signaux $v_c(t)$ (unique ou multiple), allant vers une interface, puis un *driver* pour obtenir les commutations d'un tripôle (voir *figure 3.2*).

■ Classification des *drivers*

La classification est basée sur le critère essentiel, l'isolement galvanique :

– la transmission (pseudo-isolée) de la commande **s'effectue par transfert de potentiel** utilisé par exemple dans le cas du circuit intégré IR2113 de la société International Rectifier ;
– la transmission isolée de la commande **s'effectue par optocoupleur** utilisé par exemple dans le cas des circuits intégrés à technologie hybride EXB840, 841, 850, 851 de la société FUJI ou les circuits intégrés HCPL-3100, 3101… de la société Hewlett Packard ;
– la transmission isolée de la commande **s'effectue par transformateur d'impulsions fonctionnant en haute fréquence**, utilisé par exemple dans le cas des circuits SKHI 21 ou 22 de la société Semikron.

Dans le cas de l'utilisation de convertisseurs en « basse tension », il est possible d'utiliser des commandes non isolées relativement simples à mettre en œuvre ; c'est le cas du pont LMD 18200 de la société National Semiconductor qui fonctionne pour une alimentation allant jusqu'à 55 V. Des transistors de puissance sont directement commandés en logique TTL ou C-MOS, et cela grâce à un système de « **pompage de charge** » qui permet d'obtenir l'ouverture ou la fermeture du transistor T_1 du tripôle. Ce système utilise un montage « *bootstrap* » qui s'apparente à celui du circuit IR2113. D'autre part, la commande du transistor T_2 est directe et non isolée.

■ Le *driver* type IR2113 à transmission par transfert de potentiel

Ce type de composant est utilisé pour la commande des transistors MOS ou IGBT. La tension V_{DD} d'alimentation intervient « côté carte électronique ». Elle vaut 15 V. L'entrée de la commande est de type TTL. La borne 10 est prévue pour le transistor T_1 et la borne 12 pour le transistor T_2 (voir *figure 3.3*).

Une **bascule de Schmitt** de technologie C-MOS assure un déclenchement fiable des signaux de commande. Des **bascules logiques RS d'entrée** captent ces signaux et envoient des impulsions en transfert de potentiel par montage différentiel de deux transistors MOS vers **une bascule logique RS de sortie**, alimentée en potentiel flottant. Cette bascule commande deux transistors MOS montés en *push-pull* qui « attaquent » la grille du transistor de puissance.

Pour le transistor de puissance T_1, on relie la borne 5 à la grille et la borne 7 à la source d'un transistor MOS ou à l'émetteur d'un transistor IGBT.

Le potentiel de la borne 5 est susceptible de varier de 0, lorsque $f_2 = 1$, jusqu'à la tension d'alimentation « haute tension V_s » lorsque $f_2 = 0$ et $f_1 = 1$. Il faut alors que

A

SYSTÈMES ÉLECTRONIQUES DE COMMANDE

le *driver* puisse assurer l'ouverture du transistor T_1 lorsque $f_1 = 1$. Cela implique que la tension d'alimentation de la commande de T_1 soit supérieure au potentiel de la borne 5 pour assurer la commande en blocage du montage des transistors MOS en « *push-pull* ». C'est pourquoi on utilise un montage « *bootstrap* » en masse flottante pour ce type de *driver.* En fait, il s'agit d'un circuit diode-condensateur-résistance branché sur l'alimentation V_s (jusqu'à 600 V) du convertisseur. Dans le cas présent, ce sont une diode 10KF6 et un condensateur 0,1 µF. À chaque nouvelle impulsion de commande, ce circuit se charge pour assurer l'alimentation à potentiel flottant (voir *figure 3.3*).

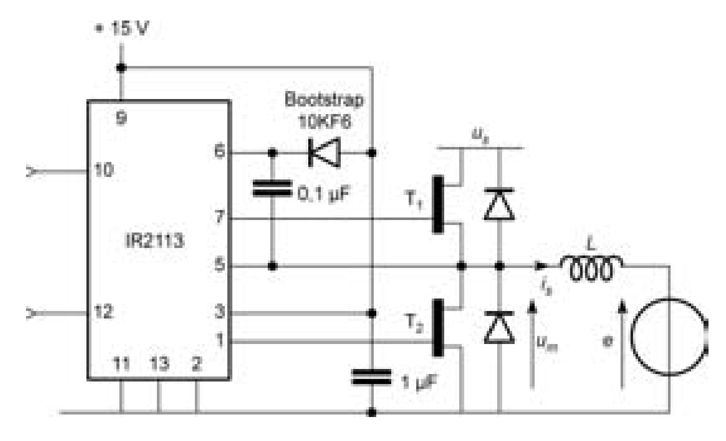


Figure 3.3 – Montage typique du composant intégré IR2113 pour une commande d'un tripôle formé de transistors duaux.

Les pointes de courant possibles pour tenir compte de l'effet Miller des transistors MOSFET ou IGBT vont parfois jusqu'à 2 A et une résistance de liaison vers la grille inférieure à 3 ohms.

Le retard à la transmission du signal est de 120 ns à la fermeture, et de 95 ns à l'ouverture. Un niveau haut à la borne 10 provoque une commande à la fermeture de T_1. Un niveau haut à la borne 12 provoque une commande à la fermeture de T_2.

Le temps mort propre du circuit intégré est faible (de l'ordre de 40 ns), et il est préférable de prévoir celui du tripôle à partir du processeur de commande (les bornes d'entrée 10 et 12 sont alors toutes les deux à zéro).

La borne 11 est reliée soit à la masse du convertisseur, soit à un système dont la tension est sensible au niveau de l'intensité dans le tripôle. Si le courant dans l'un des transistors est trop élevé, la commande est coupée pour T_1 et T_2.

Remarque : il n'y a pas de véritable isolement galvanique, car la masse de la carte électronique est celle du convertisseur de puissance.

■ **Le *driver* type HCPL-310*x* à optocoupleur**

Ce type de composant consiste à utiliser une diode électroluminescente (Led) couplée à un circuit intégré qui assure « l'attaque » de la grille du transistor de puissance.

Cette diode est directement alimentée par le circuit de technologie TTL type « *totem pole* » et une résistance de limitation de courant de l'ordre de 200 ohms.
Ce circuit, côté puissance, exige une alimentation continue (double, symétrique) isolée. Pour un convertisseur comportant de nombreux interrupteurs, il faut donc prévoir autant d'alimentations isolées.
Le montage type d'utilisation est présenté à la *figure 3.4*.

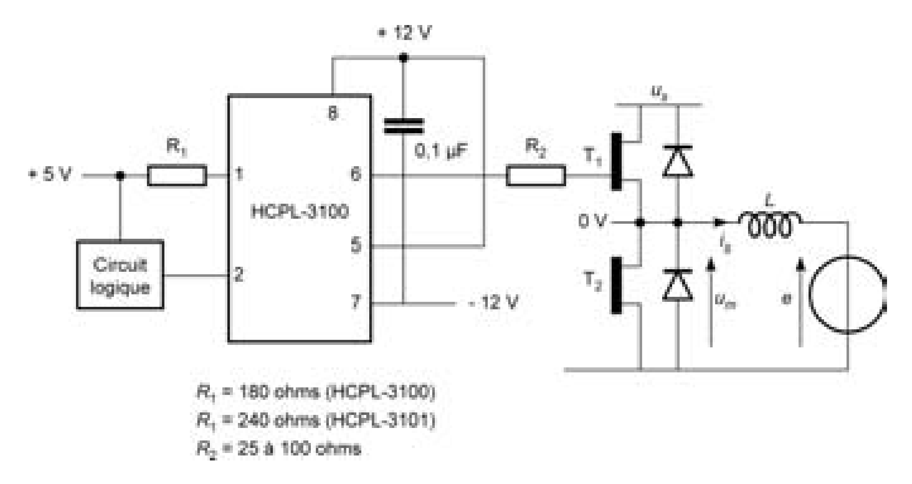


Figure 3.4 – Montage typique du composant intégré HCPL-3100 ou 3101 pour une commande d'un tripôle formé de transistors duaux.

Un montage *push-pull* à transistors bipolaires npn et pnp complémentaires assure l'attaque de la grille de chaque transistor. On remarque que le *driver* n'effectue la commande que pour un seul transistor. Une alimentation continue + 12 V est reliée aux bornes 5 et 8, et une alimentation – 12 V à la borne 7. La référence « 0 V » est la source du transistor T_1. La résistance R_2 est suffisamment faible pour permettre de passage de « pics » de courant (effet Miller) et suffisamment élevée pour neutraliser le risque d'oscillation du transistor MOS lors des commutations.
Ce type de *driver* assure un véritable isolement galvanique, capable de subir une différence de potentiel entre entrée et sortie pouvant atteindre 5 000 V en valeur efficace.
La durée de propagation de la commande aussi bien à l'état haut qu'à l'état bas est inférieure à 2 µs pour le HCPL-3100 et à 0,5 µs pour le HCPL-3101.
La durée du temps mort n'est pas prévue pour ce *driver* et doit être réglée par le processeur de commande.

■ Le *driver* type SKHI22 à transformateur d'impulsions

C'est un composant à technologie hybride, qui contient un générateur d'impulsions, un transformateur qui assure la transmission de la commande, une alimentation isolée des transistors qui attaquent la grille des transistors de puissance. Un montage à double commande (par deux résistances R_1) assure l'attaque de la grille de chaque transistor.

Le montage type d'utilisation est présenté à la *figure 3.5* (alimentation + 15 V côté carte processeur).
Les deux entrées V_{in1} et V_{in2} sont en principe indépendantes, mais un verrouillage interdit une commande simultanée des deux transistors. Une résistance de « pull up » R est nécessaire.

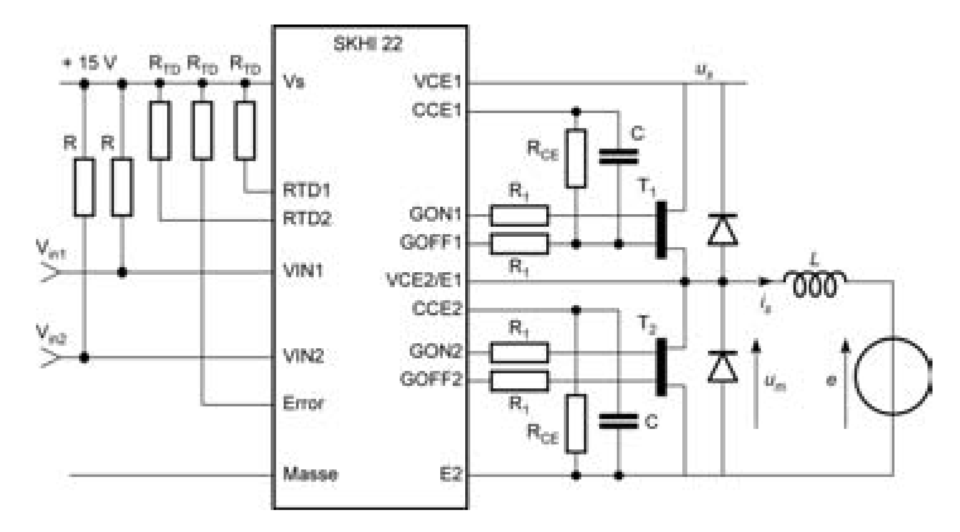


Figure 3.5 – Montage typique du composant hybride SKHI22 pour une commande d'un tripôle formé de transistors duaux.

La tension V_{CE} « collecteur-émetteur » (ou drain-source) de chaque transistor est en permanence contrôlée; elle doit être inférieure à 0,7 V lorsque le transistor est en état de fermeture.
En cas de court-circuit ou de surintensité dans la charge du convertisseur, un signal « *error* » est déclenché : le niveau devient alors bas; et une mémoire évite que les deux transistors soient de nouveau mis en conduction. Il faut alors remettre à « 0 » les deux entrées V_{in1} et V_{in2} pour redémarrer le fonctionnement. Le signal « *error* » à l'état haut indique le bon état de **fonctionnement** du *driver*.
Une tension V_{CEstat} est fixée pour la remise en route du transistor. La « surveillance » de V_{CE} est réglée grâce au circuit R_{CE}-C. La valeur de V_{CEstat} à régler est donnée approximativement par la relation :

$$V_{CEsat}(V) = \frac{9 \times R_{CE}\,(k\Omega) - 25}{10 + R_{CE}\,(k\Omega)} \text{ (valeur typique } V_{CEstat} = 5{,}6 \text{ V)}$$

Les valeurs couramment utilisées sont $R_{CE} = 24$ kΩ et $C = 330$ pF.
L'isolement galvanique est assuré par un transformateur d'impulsions fonctionnant à 1 MHz.
La fréquence maximale des signaux de commande est de 100 kHz (pour les transistors MOS).

Un réglage du temps mort noté ici t_{TD} est prévu grâce aux résistances R_{TD} selon la relation :

$$t_{TD}\ (\mu s) = 2{,}7 + 0{,}13\ R_{TD}\ (k\Omega)$$

Les résistances R_1 « d'attaque » de la grille doivent être suffisamment faibles pour permettre les pointes de courant et éviter le risque d'oscillation du transistor MOS. En pratique, elles sont choisies supérieures à 3,3 Ω (valeur typique 22 Ω). On remarque que les sorties GON1 et GON2 sont réservées pour la commande en fermeture (saturation) respectivement de T_1 et de T_2, tandis les sorties GOFF1 ou GOFF2 sont réservées pour la commande en ouverture (blocage) respectivement de T_1 et de T_2.

La durée de la transmission de la **commande en fermeture** est de **1 µs +** t_{TD}.

La durée de la transmission de la **commande à l'ouverture** est de **1 µs**.

Ce type de *driver* assure un véritable isolement galvanique, pouvant subir une différence de potentiel entre entrée et sortie pouvant atteindre 2 500 V en valeur maximale.

■ **Comparaison des *drivers***

On veut par exemple mettre en évidence le courant maximal I_{GM} arrivant sur la grille du transistor de puissance (MOS ou IGBT) de chaque *driver* étudié ci-dessus pour comparer leur efficacité et leur fiabilité : voir *tableau 3.1*.

3.3 Déclencheurs pour thyristors ou triacs

3.3.1 Commande d'un pont redresseur/onduleur à thyristors

La plupart des thyristors sont montés en pont. La commande de la gâchette doit être isolée galvaniquement vis-à-vis du montage électronique générateur des impulsions de déclenchement, mais l'isolement doit être prévu aussi entre les commandes des thyristors. En pratique, on utilise deux moyens pour obtenir l'isolement galvanique :

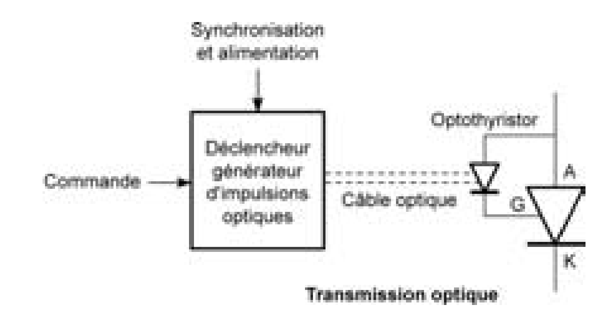
– soit par **transmission optique** des impulsions de commande : on utilise alors des optothyristors;
– soit en utilisant un **transformateur d'impulsions**, réalisé le plus souvent en ferrite.

Dans le premier cas, la liaison entre le montage électronique de commande (le déclencheur) et l'optothyristor s'effectue à l'aide de câbles optiques. Cette liaison transportant des « impulsions optiques » peut être réalisée sur plusieurs mètres, voire plus.

Dans le deuxième cas, le montage de commande est plus simple, la « carte électronique » de commande doit être au plus près des thyristors, car les impulsions sont électriques et créent un rayonnement électromagnétique pouvant perturber d'autres montages (voir chapitre 8).

Tableau 3.1 – Comparaison de quelques *drivers.*

	IR2113	**HCPL-3100**	**SKHI22**
Type d'isolement galvanique	Transmission par transfert de potentiel à travers une capacité	Transmission optique (optocoupleur)	Transmission par transformateur d'impulsions
Alimentations continues	Côté carte électronique seulement	Côté carte électronique et côté composant	Côté carte électronique seulement
Valeur typique de V_{cc}	15 V	15 V	15 V
Valeur du courant d'alimentation	340 µA (repos)	500 µA (repos)	160 mA (max)
Isolement galvanique	600 V max	600 V max	1 500 V max
Logique de contrôle	oui	oui	oui
Courant maximal sur la grille I_{GM}	2 A pour une durée d'impulsion < 10 µs	0,4 A en pointe 0,1 A en continu	3,3 A
Courant maximal d'entrée du *driver* (signal état haut)	15 µA	500 µA	340 µA
$t_{d(on)}$: temps de propagation entrée sortie pour mise à l'état passant	0,15 µs + 0,035 µs (temps de montée)	1 µs + 0,2 µs (temps de montée)	1 µs + temps mort t_{TD}
$t_{d(off)}$: temps de propagation entrée sortie pour mise à l'état passant	0,125 µs + 0,025 µs (temps de descente)	1 µs + 0,2 µs (temps de descente)	1 µs + temps mort t_{TD}
Mise en œuvre	complexe	simple	assez complexe
Fiabilité	faible	moyenne	bonne
Protection du transistor de puissance	moyenne	faible	élevée
Coût	faible	faible	assez élevé



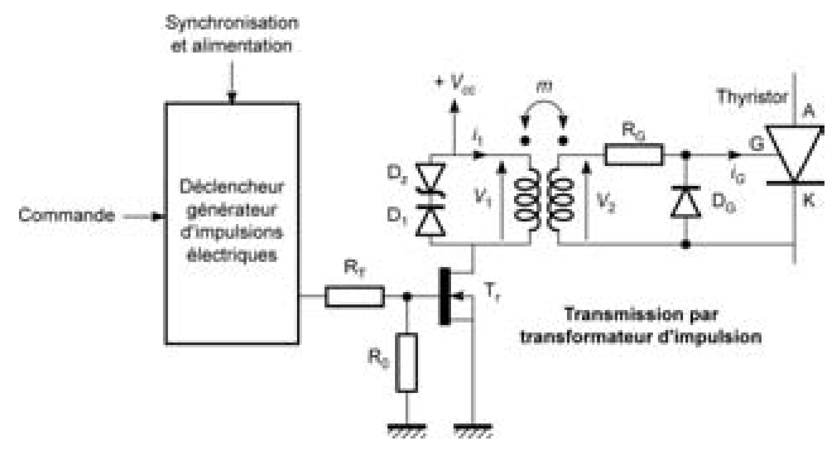


Figure 3.6 – Schémas de principe de commande par transmission optique ou par transformateur d'impulsions de thyristors.

Les deux cas sont présentés à la *figure 3.6*.

Ces deux moyens de commande à l'amorçage des thyristors (ou des triacs) exigent de la part de la carte électronique une alimentation de puissance suffisante, pour que les impulsions imposent l'état d'avalanche dans le thyristor ou le triac concerné (voir § 2.2.2).

3.3.2 Commande des thyristors en utilisant un transformateur d'impulsions

Examinons les *figures 3.6 et 3.7*.

L'alimentation du primaire impose une valeur « $E \cdot T$ » produit entre :

– le niveau maximal V_M de la tension $v_1(t)$ formée d'une suite d'impulsions de fréquence f_{puls};

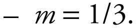
– la durée $T_{dpuls} < \dfrac{1}{2 f_{puls}}$ de chaque impulsion destinée à provoquer l'amorçage du thyristor.

$$\text{Soit } E \cdot T = V_M \cdot T_{dpuls}$$



La valeur maximale du produit $E \cdot T$ et le rapport de transformation $m = v_2/v_1$ sont imposés par le choix du transformateur d'impulsion. On a généralement :

– $(E \cdot T)_{max} = 600$ V · µs;
– $m = 1/3$.



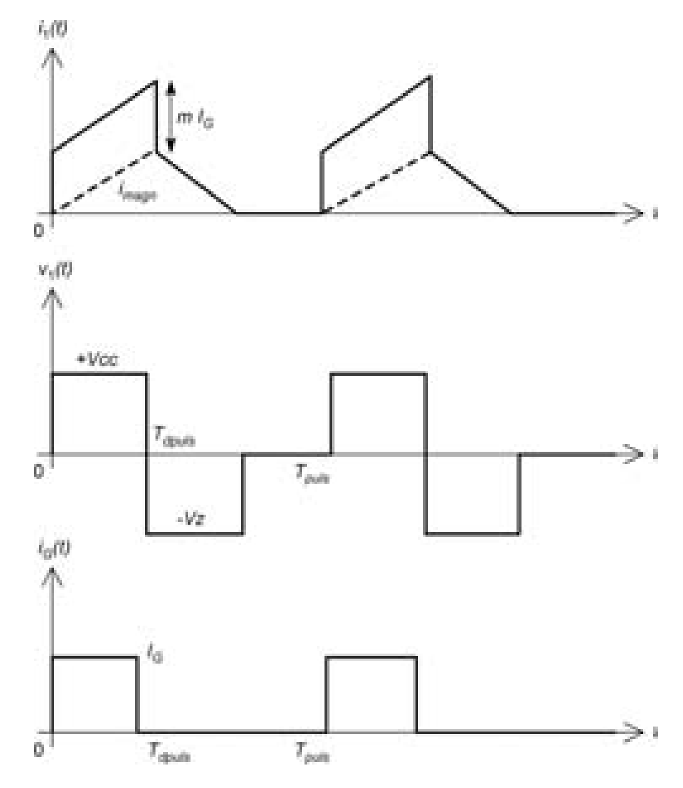


Figure 3.7 – Forme d'onde des tensions et des courants pour la commande par transformateur d'impulsions de thyristors.

Le constructeur donne les valeurs optimales de T_{dpuls}, de I_G et de V_{GK} à réaliser en sortie du déclencheur pour que chaque impulsion provoque l'amorçage du thyristor (à condition que la tension anode-cathode V_{AK} soit > 0).

La tension d'alimentation V_{cc} du primaire du transformateur doit permettre une bonne transmission des impulsions.

Cela impose en pratique pour $v_1(t)$:

– que **la fréquence** f_{puls} des impulsions soit dans la « bande passante » du transformateur;
– que la tension primaire soit alternative;
– que le niveau de $v_1(t)$ soit suffisant pour provoquer l'amorçage du thyristor (avec un choix judicieux de R_G), mais insuffisant pour provoquer la saturation du transformateur.

Dans les calculs, on néglige généralement la résistance et l'inductance de fuite des bobinages du transformateur, et on ne tient compte que de son inductance primaire à vide L_0.

La tension $v_1(t)$ comporte périodiquement des « peignes » d'impulsions de durée T_{dpuls} et de période $T_{puls} = 3 \times T_{dpuls}$ (le facteur 3 entre la durée et la période est le plus utilisé). La durée T_{dpuls} est la plus faible valeur admissible pour l'amorçage du thyristor utilisé.

– Quand le transistor (NMOS) T_r est saturé, la tension v_1 vaut approximativement V_{cc} et les diodes D_1 et D_z sont bloquées.
– Quand le transistor T_r est bloqué, il y a démagnétisation du transformateur d'impulsion, les diodes D_1 et D_z conduisent et la tension $v_1(t)$ vaut approximativement $-V_z$ tension de la diode Zéner, si l'on néglige la chute de tension dans la diode D_1.

À la *figure 3.7*, on a représenté les formes d'onde $i_1(t)$, $i_G(t)$, $v_1(t)$. La diode D_G sert à « protéger » la gâchette du thyristor contre les tensions négatives.

Les impulsions de courant de niveau i_G sont « ramenées » au primaire à un niveau mI_G. Ces impulsions s'ajoutent au courant de magnétisation du transformateur à vide, donné par la relation :

$$v_1(t) = L_0\left(\frac{di_{10}}{dt}\right)$$

L'intégration de cette équation différentielle donne, avec une valeur initiale nulle :

$$i_{10}(t) = \frac{V_{cc}}{L_0}t$$

La valeur maximale du courant primaire (et du collecteur) sera donc :

$$i_{1M} = \frac{V_{cc}}{L_0}T_{dpuls} + \frac{I_G}{3}$$

Si la diode Zéner impose la tension négative de $v_1(t)$ pour $V_z \approx V_{cc}$, alors la démagnétisation complète du transformateur est effective à l'instant $t \approx 2T_{dpuls}$.

La valeur de R_G est donnée par la chute de tension au secondaire.

$$R_G = \frac{mV_{cc} - V_{GK}}{I_G}$$

Prenons un exemple :

Les impulsions fournies par le déclencheur ont un niveau de 12 V et une durée de $T_{dpuls} = 40$ µs.

L'alimentation V_{cc} = 12 V. On choisit $V_z \approx V_{cc}$. Le produit $E \cdot T$ imposé au transformateur est tel que :

$$E \cdot T = V_{cc} \cdot T_{dpuls} = 480 \text{ V} \cdot \mu\text{s}$$

Or la plupart des transformateurs d'impulsions ont un produit « $E \cdot T$ » (maximal) de l'ordre de 600 V · µs. Le transformateur ne sera donc pas saturé.

On choisit une période $T_{puls} = 3 \times T_{dpuls}$ = 120 µs, ce qui donne la fréquence des peignes d'impulsions de 8,33 kHz.

Le rapport de transformation est de m = 1/3. On donne V_{GK} = 1,5 V, et I_G = 50 mA. On obtient alors :

$$R_G = \frac{4 - 1,5}{0,05} = 50 \ \Omega$$

On choisit une résistance de R_G = 47 Ω (valeur normalisée).

Le transistor T_r (N-MOS) doit fonctionner en blocage et en saturation pour la transmission des impulsions. On considère que la tension grille source V_{GS} qui assure la saturation est au minimum de 5 V. On choisit donc R_T = 10 kΩ et R_0 = 22 kΩ, valeurs normalisées de résistances.

3.4 Utilisation du logiciel LabVIEW

3.4.1 Intérêt du logiciel LabVIEW

On rappelle que pour utiliser ce logiciel, on fait appel à deux fenêtres :

– la fenêtre « Diagramme » qui permet la détermination des différentes commandes, des calculs à effectuer sur les données (valeurs moyennes, efficaces…) et de préciser les grandeurs instantanées affichées comme sur un écran d'oscilloscope. Le diagramme utilisé ici permet la sortie de signaux analogiques;
– la fenêtre « Face-avant » qui indique en temps réel les signaux obtenus. Elle permet de constater la variation du rapport cyclique du hacheur.

3.4.2 Utilisation du logiciel LabVIEW

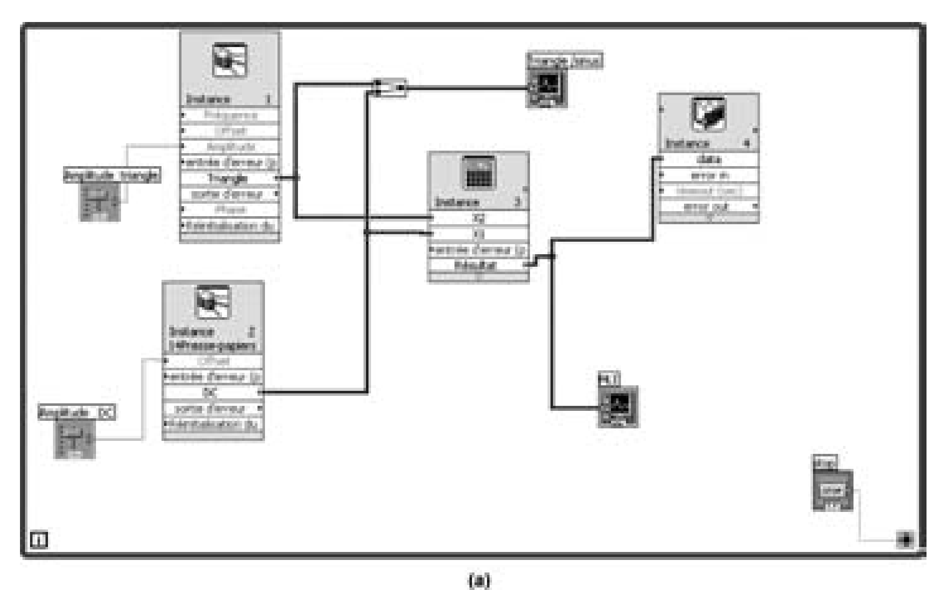
Cette commande est utilisée pour le fonctionnement d'une maquette expérimentale.

À la *figure 3.8a*, on a présenté la commande de hacheur série en effectuant la comparaison d'un générateur « triangle » (instance 1) réalisant la fonction $tri(t)$ dont l'amplitude est réglable, avec la fonction constante (instance 2 DC) où le niveau G_0 est réglable par potentiomètre. La comparaison s'effectue à l'instance 3 qui fournit le signal $d_\alpha(t)$ de rapport cyclique α visualisé sur l'oscilloscope noté MLI.

La sortie analogique de la commande s'effectue par l'instance 4.

Le signal de sortie $d_\alpha(t)$ est envoyé à l'entrée d'un *driver* SKHI22 qui assure la commande du hacheur série équipé d'un transistor IGBT (voir *figure 3.8.b*).

On constate que le signal de sortie $d_{\alpha}(t)$ de la carte liée à l'ordinateur est sur le canal « ch 3 » sur l'enregistrement à l'oscilloscope.
Le signal de sortie du hacheur série est sur le canal « ch 1 » sur l'enregistrement à l'oscilloscope. L'écart temporel entre les deux a été mesuré. On obtient 1,44 µs. Ce décalage comprend à la fois la durée de la transmission de la commande par le *driver* SKHI22 et la commutation du transistor IGBT.



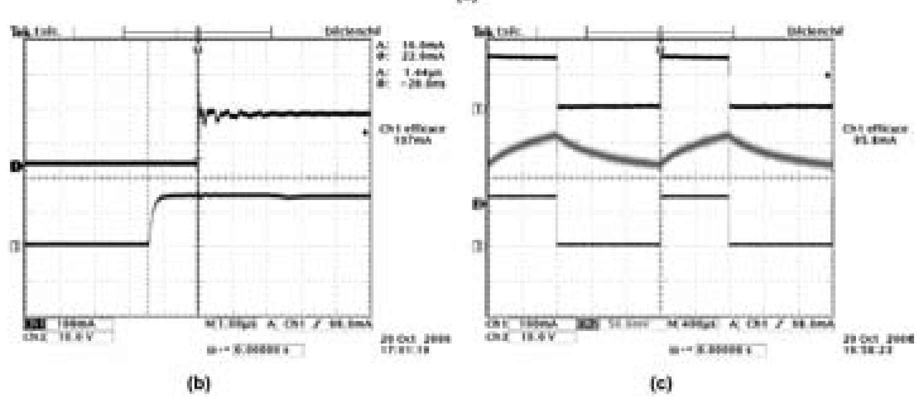


Figure 3.8 – a) Commande du hacheur série introduite par LabVIEW. b) Commande du hacheur série transmise par *driver* SKHI22. c) Courbes du hacheur série dont la commande est transmise par *driver* SKHI22.

À la *figure 3.8c*, on a enregistré :

– l'allure de la tension aux bornes de la charge : courbe du haut;
– l'allure du courant dans une charge L-R;
– la commande à l'entrée du *driver* SKHI22.

La fréquence du hacheur est de $f_e = 1\ 000$ Hz. C'est celle du générateur triangle (voir *figure 3.8a*) Dans l'étude de cette maquette, il est possible de mettre en évidence :

– le rôle du *driver*;
– le lien de linéarité entre G_0 (ou α) et la valeur moyenne du courant passant dans la résistance de charge.

B

Convertisseurs : Description

4 • APPROCHE THÉORIQUE DES CONVERTISSEURS DE PUISSANCE

4.1 Structure matricielle des convertisseurs

4.1.1 Principe fondamental

On cherche à transmettre la puissance entre sources électriques de manière que :

- le rendement soit le plus proche possible de l'unité. Pour cela, on utilise des interrupteurs supposés parfaits;
- le contrôle du transfert de puissance soit le plus efficace possible. On recherche la souplesse de la commande et sa fiabilité. En particulier, vu la « fragilité » des convertisseurs de puissance, il est possible, par une commande électronique appropriée, de le **protéger efficacement contre les courts-circuits et les surtensions**.

Le principe fondamental du transfert idéal de puissance consiste à associer, grâce à des interrupteurs, des sources électriques de nature contraire : une (ou plusieurs) source(s) de tension avec une (ou plusieurs) source(s) de courant.

C'est ce qui sera considéré dans ce chapitre qui ne présente que les aspects théoriques de la conversion de puissance. Dans les chapitres suivants, on se rapproche de plus en plus des convertisseurs réels et surtout des convertisseurs industriels.

Un schéma d'un **convertisseur *n*/*q* généralisé** consiste à relier, grâce à des interrupteurs (ouverts ou fermés), n **sources de courant** représentées horizontalement et q **sources de tension** représentées verticalement (voir *figure 4.1*).

Les sources de courant et les sources de tension sont différentes entre elles, mais sont considérées comme parfaites. Elles peuvent être indifféremment à courant continu ou à courant alternatif. La référence des potentiels n'est pas précisée sur la figure.

On appelle cellule de commutation numérotée c l'ensemble des interrupteurs d'une ligne.

Par principe, une source de tension non nulle ne peut pas être placée en court-circuit, et une source de courant non nulle ne peut être mise en circuit ouvert.

Il s'ensuit la relation impérative suivante :

$$\forall\, c \in \{1,\dots n\},\ \text{on a}\ \sum_{k=1}^{q} f_{ck} = 1$$

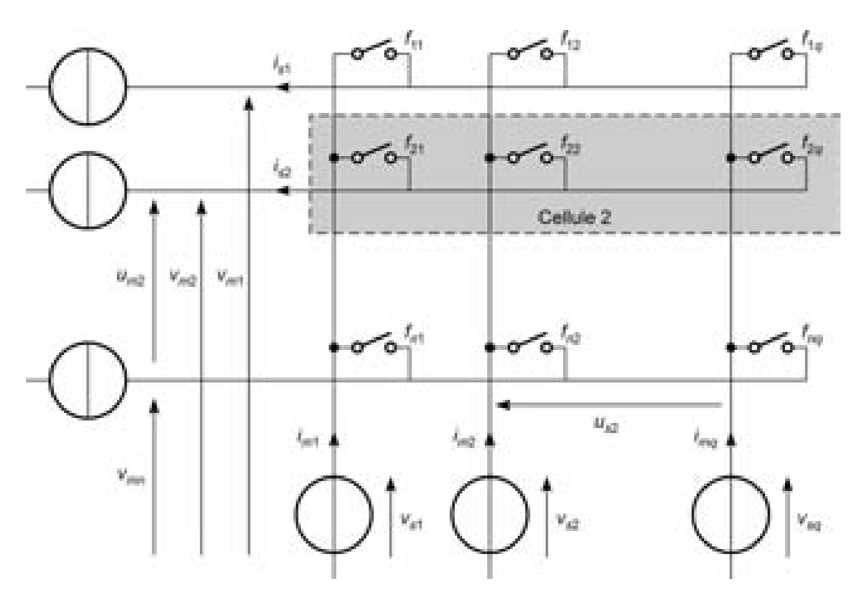


Figure 4.1 – Schéma de connexion d'un convertisseur *n/q* de puissance généralisé.

La grandeur f_{ck} représente la **fonction de connexion** de la cellule c à la colonne k. **Elle vaut 0 ou 1.** Il en résulte qu'un et un seul interrupteur est fermé **pour chaque cellule** à chaque instant, et cela pour toutes les cellules.

4.1.2 Matrice des fonctions de connexion

Cette matrice notée $[F]$ relie les tensions modulées caractérisées par le vecteur $[v_m] = \begin{bmatrix} v_{m1} \\ v_{m2} \\ \\ v_{mn} \end{bmatrix}$ aux tensions sources caractérisées par le vecteur $[v_s] = \begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ \\ v_{sq} \end{bmatrix}$.

On définit alors $[v_m] = [F]\ [v_s]$ (voir *figure 4.1*).

D'autre part, on introduit le vecteur « courant » $[i_m] = \begin{bmatrix} i_{m1} \\ i_{m2} \\ \\ i_{mq} \end{bmatrix}$ et le vecteur « courant source » $[i_s] = \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ \\ i_{sn} \end{bmatrix}$. La relation entre les courants est alors $[i_m] = [F]_t\ [i_s]$.

La matrice $[F]$ est définie par :

$$[F] = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} & \cdots & f_{1q} \\ f_{21} & f_{22} & \cdots & f_{2q} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ f_{n1} & f_{n2} & \cdots & f_{nq} \end{bmatrix}$$

Elle comporte q colonnes et n lignes.

4.1.3 Matrice de conversion

Dès que le convertisseur comporte de nombreuses sources (par exemple lorsque l'on considère une source triphasée), la matrice $[F]$ est très complexe et on préfère réduire le nombre de lignes et de colonnes, en utilisant les lois de Kirchhoff sur les tensions et sur les courants.

Loi des nœuds : $\sum_{c=1}^{n} i_{sc} = 0$, soit $i_{sn} = -\sum_{c=1}^{n-1} i_{sc}$. Le courant i_{sn} est de fait déterminé par les $n - 1$ autres.

Loi des mailles : on considère que la source v_{sq} sert de référence de potentiel, et on considère les tensions « entre phases » $u_{sk} = v_{sk} - v_{sq}$, pour $k = \{1, 2, \dots q - 1\}$.

De même, pour les tensions v_{mc}, la $n^{\text{ième}}$ ligne sert de référence de potentiel, et $u_{mc} = v_{mc} - v_{mn}$, pour $c = \{1, 2, \dots n - 1\}$.

D'après l'écriture de la matrice, il vient pour l'expression de la tension v_{mc} et de la tension v_{mn} :

$$v_{mc} = \sum_{k=1}^{q} f_{ck} v_{sk} \text{ et } v_{mn} = \sum_{k=1}^{q} f_{nk} v_{sk}$$

Or d'après la relation imposée au convertisseur pour éviter les courts-circuits des sources de tension, on a $f_{cq} = 1 - \sum_{k=1}^{q-1} f_{ck}$ et en particulier $f_{nq} = 1 - \sum_{k=1}^{q-1} f_{nk}$.

Il est encore possible d'écrire :

$$v_{mc} = \sum_{k=1}^{q-1} f_{ck} v_{sk} + f_{cq} v_{sq} \text{ et } v_{mn} = \sum_{k=1}^{q-1} f_{nk} v_{sk} + f_{nq} v_{sq}$$

et, en remplaçant f_{cq} et f_{nq} par leur valeur, on obtient :

$$u_{mc} = v_{mc} - v_{mn} = \sum_{k=1}^{q-1} f_{ck} \left(v_{sk} - v_{sq} \right) - \sum_{k=1}^{q-1} f_{nk} \left(v_{sk} - v_{sq} \right) = \sum_{k=1}^{q-1} m_{ck} u_{sk}$$

en introduisant $m_{ck} = f_{ck} - f_{nk}$, **fonction de conversion** qui peut valoir – 1, 0 ou + 1. Ces fonctions sont les termes d'une matrice $[M]$ de conversion de ***q* – 1 colonnes et de *n* – 1 lignes**.

On obtient donc :

$$[u_m] = [M]\,[u_s] \text{ et } [i_m] = [M]_t\,[i_s]$$

avec :

$$[M] = \begin{bmatrix} m_{11} & \cdots & m_{1,q-1} \\ \cdots & \cdots & \cdots \\ m_{n-1,1} & \cdots & m_{n-1,q-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11} - f_{n1} & \cdots & f_{1,q-1} - f_{n,q-1} \\ \cdots & \cdots & \cdots \\ f_{n-1,1} - f_{n1} & \cdots & f_{n-1,q-1} - f_{n,q-1} \end{bmatrix}$$

en rappelant que, dans ces conditions :

$$[u_s] = \begin{bmatrix} v_{s1} - v_{sq} \\ v_{s2} - v_{sq} \\ \\ v_{s,q-1} - v_{sq} \end{bmatrix},\ [u_m] = \begin{bmatrix} v_{m1} - v_{mn} \\ v_{m2} - v_{mn} \\ \\ v_{m,n-1} - v_{mn} \end{bmatrix};$$

$$\text{et que } [i_m] = \begin{bmatrix} i_{m1} \\ i_{m2} \\ \\ i_{m,q-1} \end{bmatrix};\ [i_s] = \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ \\ i_{s,n-1} \end{bmatrix}$$

Cette matrice de conversion $[M]$ caractérise aussi une **modulation** réalisée par les connexions des interrupteurs, et cette propriété est intéressante pour considérer les transferts de puissance active p dans les hacheurs et les onduleurs. C'est ainsi que l'on peut écrire :

$$p = [u_s]_t\,[i_m] = [u_s]_t\,[M]_t\,[i_s] \text{ ou } p = [i_s]_t\,[u_m] = [i_s]_t\,[M]\,[u_s]$$

4.1.4 Exemples de convertisseurs

À partir de l'étude ci-dessus, on conçoit qu'il est possible d'envisager toutes sortes de convertisseurs, à partir des sources à courant continu ou à courant alternatif, monophasé ou triphasé, et cela pour transférer de la puissance vers des machines fonctionnant à courant continu ou à courant alternatif.

Dans la pratique, les moteurs performants sont soit à courant continu, soit à courant alternatif triphasé, et les exemples à considérer sont moins nombreux, car pour obtenir par exemple une source de tension alternative triphasée à fréquence variable, il est préférable, dans l'état actuel de la technologie, d'utiliser un convertisseur

continu/triphasé (un onduleur) à tout autre convertisseur. Dans les exemples qui suivent, on se limite donc à trois cas types :
- le convertisseur 2/2 continu/continu ou continu/monophasé;
- le convertisseur 3/2 continu/triphasé;
- le convertisseur 2/3 continu/triphasé.

Le convertisseur 2/2

C'est le plus simple possible. Il est représenté à la *figure 4.2*.

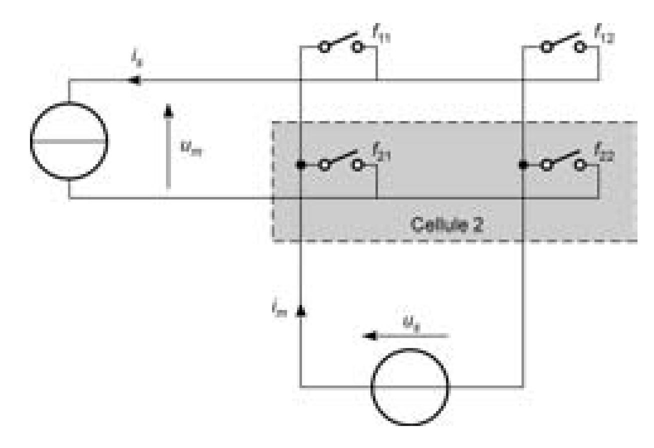


Figure 4.2 – Schéma de connexion d'un convertisseur 2/2.

Dans les applications courantes, la source de courant est à courant continu.
- Si la source de tension est à courant continu, on a affaire à un **hacheur**.
- Si la source de tension est à courant alternatif monophasé, on a affaire à un **redresseur/onduleur monophasé** selon le sens de transfert de la puissance. Les interrupteurs sont soit des thyristors, soit des transistors.

On écrit alors les matrices suivantes :

$$[F] = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} \\ f_{21} & f_{22} \end{bmatrix} \text{ et } [M] = [m] = [f_{11} - f_{21}]$$

La tension u_s et le courant i_s sont généralement imposés, et la « modulation » m fait varier les grandeurs $u_m = m\,u_s$ et $i_m = m\,i_s$. La puissance transmise est $p = u_m\,i_s = u_s\,i_m = m\,u_s\,i_s$. Le transfert de puissance ne dépend que d'une seule variable m qui peut valoir + 1, 0 ou – 1.

Le convertisseur 3/2

C'est l'un des plus simples possibles lorsqu'on utilise un système triphasé. Il correspond au cas de **l'onduleur triphasé de tension**. La matrice de connexion est représentée à la *figure 4.3*.

B

CONVERTISSEURS : DESCRIPTION

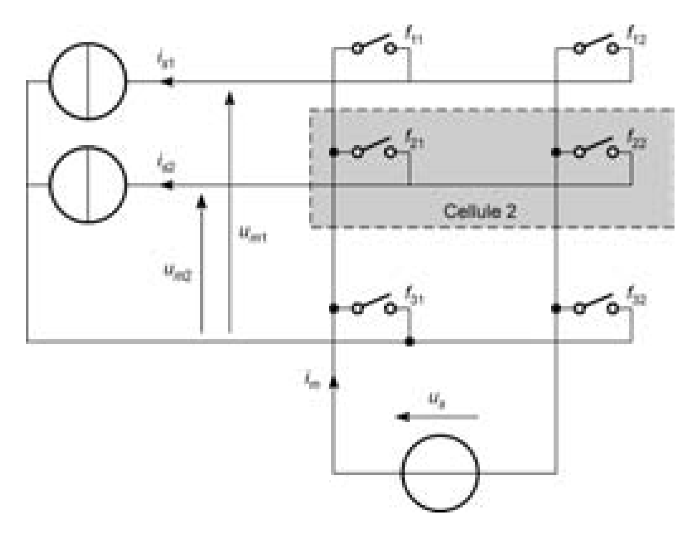


Figure 4.3 – Schéma de connexion d'un convertisseur 3/2.

La source de tension est à courant continu, et les sources de courant sont à courant alternatif de manière à former un système de courants triphasés. On a affaire à un **redresseur/onduleur triphasé de tension** selon le sens de transfert de la puissance. On écrit alors les matrices suivantes :

$$[F] = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} \\ f_{21} & f_{22} \\ f_{31} & f_{32} \end{bmatrix} \text{ et } [M] = \begin{bmatrix} m_1 \\ m_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11} - f_{31} \\ f_{21} - f_{31} \end{bmatrix}$$

On obtient les relations suivantes :

$$\begin{bmatrix} u_{m1} \\ u_{m2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_1 \\ m_2 \end{bmatrix} u_s \text{ et } i_m = \begin{bmatrix} m_1 & m_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \end{bmatrix}$$

La puissance transmise est $p = u_s\, i_m = u_{m1}\, i_{s1} + u_{m2}\, i_{s2} = u_s(m_1\, i_{s1} + m_2\, i_{s2})$, soit encore :

$$p = u_s\, [m]_t\, [i_s] = [i_s]_t\, [m]\, u_s \text{ où } [m] = \begin{bmatrix} m_1 \\ m_2 \end{bmatrix} \text{ et } [i_s] = \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \end{bmatrix}$$

On constate que deux grandeurs de modulations m_1 et m_2 constituant **un vecteur de modulation ou de conversion** $[m]$ interviennent pour régler le transfert de puissance. Chacune de ces deux grandeurs peut valoir 1, 0 ou – 1. La matrice de conversion $[M]$ **s'identifie au vecteur de modulation** $[m]$.

■ Le convertisseur 2/3

Il correspond au cas de **l'onduleur triphasé de courant**. Il est représenté à la *figure 4.4*.

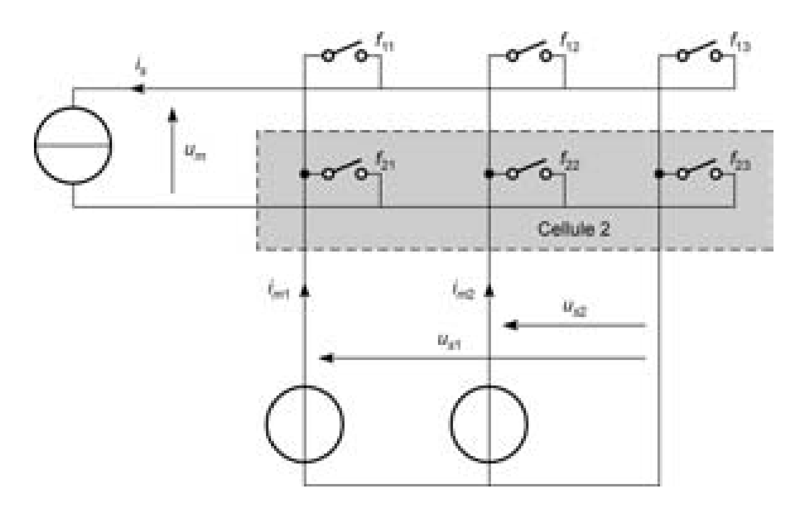


Figure 4.4 – Schéma de connexion d'un convertisseur 2/3.

La source de courant est à courant continu, et les sources de tension sont à courant alternatif de manière à former un système triphasé. On a affaire à un **redresseur/onduleur triphasé de courant** selon le sens de transfert de la puissance.

On écrit alors les matrices suivantes :

$$[F] = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} & f_{13} \\ f_{21} & f_{22} & f_{23} \end{bmatrix} \text{ et } [M] = [m_1 \quad m_2] = [f_{11} - f_{21} \quad f_{12} - f_{22}]$$

On obtient les relations suivantes :

$$u_m = [m_1 \quad m_2] \begin{bmatrix} u_{s1} \\ u_{s2} \end{bmatrix} \text{ et } \begin{bmatrix} i_{m1} \\ i_{m2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_1 \\ m_2 \end{bmatrix} i_s$$

La puissance est $p = u_m\, i_s = u_{s1}\, i_{m1} + u_2\, i_{m2} = (m_1\, u_{s1} + m_2\, u_{s2}) i_s$ donc $p = [u_s]_t\, [m]_t\, i_s$

ou encore $p = [i_s]_t\, [m]\, [u_s]$ avec $[u_s] = \begin{bmatrix} u_{s1} \\ u_{s2} \end{bmatrix}$.

On constate encore que deux grandeurs de modulations m_1 et m_2 constituant un vecteur de modulation ou de conversion $[m]$ interviennent pour régler le transfert de puissance. Chacune de ces deux grandeurs peut valoir 1, 0 ou – 1.

4.1.5 Convertisseur multiniveaux

Ce type de convertisseur est susceptible de remplacer les onduleurs car il permet une plus grande souplesse de la commande du transfert de la puissance, en augmentant le nombre de grandeurs de modulations par un nombre plus élevé de sources (équivalentes) et d'interrupteurs.

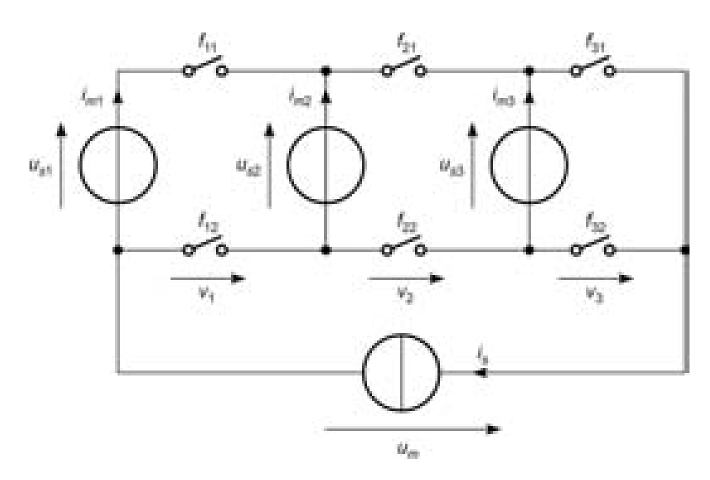


Figure 4.5 – Schéma de connexion d'un convertisseur multiniveaux à 3 sources.

Un exemple de convertisseur continu/continu ou continu/monophasé est donné à la *figure 4.5*.

On a considéré ici le cas d'un convertisseur à 3 sources de tension, ce qui permet de réaliser 8 niveaux possibles pour u_m, en comptant le niveau nul :

– 3 niveaux « simples » : u_{s1}, u_{s2}, u_{s3};
– 4 niveaux « composés » $u_{s1} - u_{s2}$, $u_{s1} - u_{s3}$, $u_{s2} - u_{s3}$, $u_{s1} - u_{s2} + u_{s3}$.

On rappelle que l'on a nécessairement, pour les interrupteurs :

– $f_{11} + f_{12} = 1$;
– $f_{21} + f_{22} = 1$;
– $f_{31} + f_{32} = 1$.

On écrit alors : $u_m = v_1 + v_2 + v_3 = f_{11}(u_{s1} - u_{s2}) + f_{21}(u_{s2} - u_{s3}) + f_{31}\, u_{s3}$.
Cela donne : $u_m = f_{11}\, u_{s1} + (f_{21} - f_{11})u_{s2} + (f_{31} - f_{21})u_{s3}$.
On introduit donc les fonctions de conversion : $m_1 = f_{11}$; $m_2 = f_{21} - f_{11}$; $m_3 = f_{31} - f_{21}$.
On a alors $u_m = m_1\, u_{s1} + m_2\, u_{s2} + m_3\, u_{s3}$ et $i_{m1} = m_1\, i_s$; $i_{m2} = m_2\, i_s$; $i_{m3} = m_3\, i_s$.
Et finalement la puissance transmise $p = u_m\, i_s = i_s(m_1\, u_{s1} + m_2\, u_{s2} + m_3 u_{s3})$, soit encore :

$$p = i_s\,[m]\,[u_s] \text{ où } [m] = [m_1\ m_2\ m_3] \text{ et } [u_s] = \begin{bmatrix} u_{s1} \\ u_{s2} \\ u_{s3} \end{bmatrix}$$

On dispose ici de trois grandeurs de réglage de la puissance transmise, m_1, m_2 et m_3 constituant un vecteur de modulation ou de conversion $[m]$. Ces grandeurs sont néanmoins en partie dépendantes.
m_1 peut valoir 1 ou 0.

$m_1 + m_2 = f_{21}$, ce qui fait que :
- m_2 peut valoir 1 seulement si $m_1 = 0$;
- m_2 peut valoir 0 pour $m_1 = 0$ ou 1 ;
- m_2 peut valoir – 1 seulement si $m_1 = 1$.

m_3 peut valoir 1, 0 ou – 1.
On pourra donc non seulement régler le transfert de puissance mais aussi les ondulations des courants et des tensions, et tout particulièrement leur taux d'harmoniques.

4.2 Étude plus particulière des convertisseurs classiques

4.2.1 Problème de la commande

On s'intéresse ici au cas des convertisseurs classiques. Ils permettent le contrôle du transfert de la puissance vers les (ou en provenance des) machines électriques. L'étude de la matrice de connexion d'un convertisseur introduit sur le graphe informationnel de causalité (GIC) un modulateur caractérisé par **une matrice ou un vecteur de conversion ou de modulation** $[m]$ (voir annexe mathématique).
En définissant complètement les graphes de causalité du processus de la commande du convertisseur, il est alors possible d'utiliser la règle du modèle inverse pour obtenir un contrôle complet de la commande (ou un asservissement).

4.2.2 Convertisseurs continu-continu

Pour la commande des moteurs, on utilise surtout des hacheurs série ou des hacheurs à quatre quadrants. On admet ici que la source de tension V_s et la source de courant I_s sont à courant continu de valeur constante.
On considère **le hacheur série** (dévolteur) représenté par le schéma de la *figure 4.6*. On désigne par $m(t) = f_1$, l'indice de modulation. Les interrupteurs et les sources sont supposés parfaits. On commande périodiquement, à la période T, la fermeture de l'interrupteur transistor T_1 de fonction de connexion $f_1 = 1$ durant αT, et son ouverture ($f_1 = 0$) durant $(1 - \alpha)T$. Le réseau de Pétri est alors le suivant (*figure 4.6*).
Les rôles des interrupteurs f_1 et f_2 sont inversés, soit $f_1 + f_2 = 1$.
On a $f_1 = 1$ dans le cas où $v_m = V_s$ et $i_m = I_s$. L'indice de modulation est alors $m = 1$.
Dans l'autre cas, $m = 0$, la diode D_2 est en état de conduction, et $v_m = 0$ et $i_m = 0$ (effet roue libre).
On indique *figure 4.6* l'allure de $m(t)$. On obtient en valeur moyenne $< m > = \alpha$.
En définitive, la relation de commande est $u_2 = m\, u_1$ et $i_1 = m\, i_2$. Le transfert de puissance est réglé par m :

$$p(t) = m(t)\ V_s\, I_s \text{ et en valeur moyenne } P = < p > = \alpha\ V_s\, I_s$$

Le hacheur série est utilisé pour la commande en vitesse ou en position des moteurs à courant continu à flux constant. C'est un convertisseur à un seul quadrant de

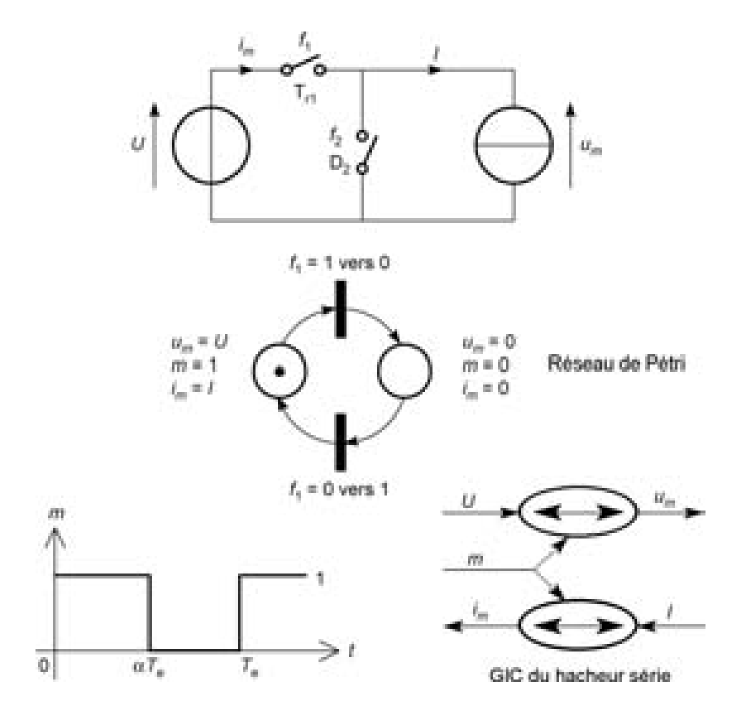


Figure 4.6 – GIC et réseau de Pétri relatifs à un hacheur série.

fonctionnement, ce qui impose un seul signe pour le couple du moteur et pour la vitesse.

On considère maintenant **le hacheur quatre quadrants** représenté par le schéma de la *figure 4.7*.

On désigne par $m(t) = f_{11} - f_{21}$ l'indice de modulation. Les interrupteurs et les sources sont parfaits. On a pris dans l'exemple pour l'interrupteur K_{ij}, un transistor IGBT noté T_{ij} et une diode D_{ij} en antiparallèle pour former un transistor « dual ». On commande périodiquement, à la période T, la fermeture des interrupteurs transistors duaux K_{11} et K_{22} durant αT (alors $m = 1$) et l'ouverture durant $(1 - \alpha)T$, durée pendant laquelle les transistors duaux K_{21} et K_{12} sont fermés (alors $m = -1$).

Si I_s est > 0, et $m = 1$, la conduction s'effectue par les transistors T_{11} et T_{22}. Pour $m = -1$, le courant circule par les diodes D_{21} et D_{12}.

Si I_s est < 0, et $m = 1$, la conduction s'effectue par les diodes D_{11} et D_{22}. Pour $m = -1$, le courant circule par les transistors T_{21} et T_{12}.

Le réseau de Pétri et l'allure de $m(t)$ sont alors les suivants : *figure 4.7*. On obtient finalement en valeur moyenne $< m > = 2\alpha - 1$.

La relation de commande est encore $v_m = m\ V_s$ et $i_m = m\ I_s$. Le transfert de puissance est réglé par m :

$$p(t) = m(t)\ V_s\, I_s \text{ et en valeur moyenne } P = < p > = (2\alpha - 1) V_s\, I_s$$

Le tableau de commande des interrupteurs est représenté au *tableau 4.1*.

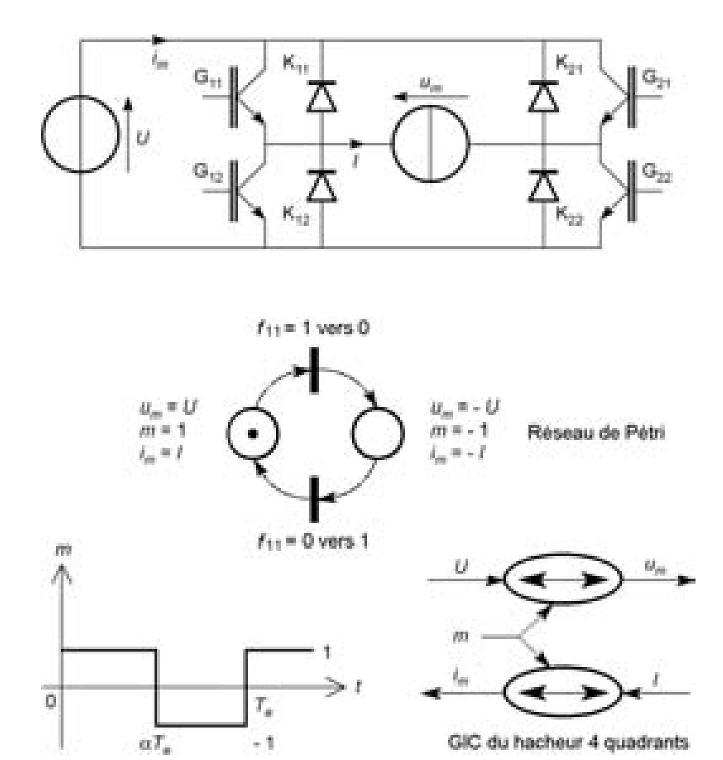


Figure 4.7 – GIC et réseau de Pétri relatifs à un hacheur quatre quadrants.

Tableau 4.1 – Commande du hacheur à quatre quadrants.

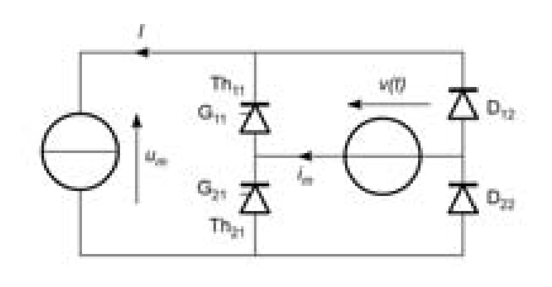
m	f_{11}	f_{12}	f_{21}	f_{22}
0	0	1	0	1
– 1	0	1	1	0
+ 1	1	0	0	1
0	1	0	1	0

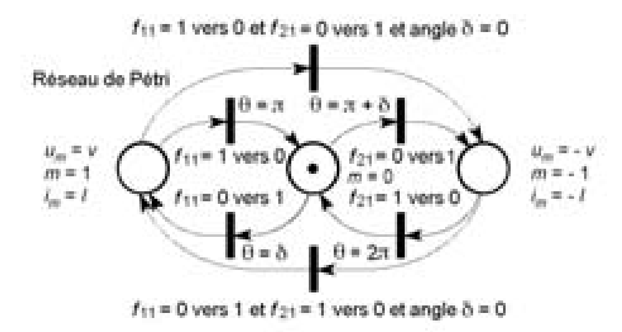
Le hacheur à quatre quadrants est utilisé pour la commande en vitesse ou en position des moteurs à courant continu à flux constant (voir chapitre 6 pour la réversibilité).

4.2.3 Convertisseurs alternatif-continu

Pour la commande des moteurs, on utilise surtout des redresseurs type « pont-mixte » monophasé ou triphasé. L'interrupteur « commandable » est le thyristor dont on contrôle la fermeture par la commande de la gâchette, en désignant par δ l'angle de retard à l'amorçage, la référence étant :

– $t = 0$, ou $\theta = \omega t = 0$, c'est-à-dire le passage par 0 de $v_s(t)$ **en valeur croissante dans le cas du redresseur monophasé**;
– $t = T/12$, ou $\theta = \omega t = \pi/6$, c'est-à-dire le passage par 0 de $u_{ac}(t) = v_a - v_c$ **en valeur croissante dans le cas du redresseur triphasé.**





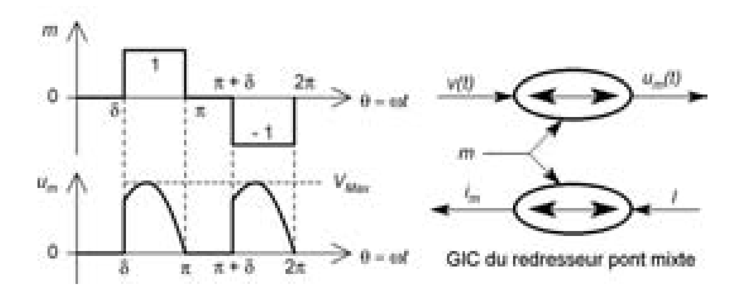


Figure 4.8 – GIC et réseau de Pétri relatifs à un redresseur pont mixte monophasé.

La fermeture de chaque thyristor s'effectue en « commutation naturelle » de deux manières :

– soit par le passage de l'état de conduction d'un **couple thyristor-diode** à celui des **deux diodes** en « effet roue libre »; le courant devient nul dans le thyristor qui se bloque;
– soit par le passage de l'état de conduction d'un **couple thyristor-diode** (ou thyristor-thyristor) à un autre **couple thyristor-diode** (ou un autre couple thyristor-thyristor); le courant devient nul dans le thyristor en état de conduction qui se bloque.

On se limite ici au cas du **redresseur pont mixte monophasé** représenté par le schéma de la *figure 4.8*.
La source de tension est telle que :

$$v_s(t) = V_s\sqrt{2}\sin\omega t$$

La source de courant I_s est à courant continu de valeur constante.
On introduit $m(t) = f_{11} - f_{21}$ l'indice de modulation. Les interrupteurs et les sources sont parfaits. Au départ, de 0 à δ, les interrupteurs diodes D_{21} et D_{22} sont à l'état fermé (état roue libre). Alors $m = 0$.
On commande périodiquement, à la période T (ou $2\pi = \omega T$), la fermeture du thyristor Th_{11} qui dure de δ à π. La conduction s'effectue alors par les composants Th_{11} et D_{22}, et $m = 1$.
Ensuite, de π à $\pi + \delta$, les diodes D_{21} et D_{22} sont de nouveau à l'état fermé (état roue libre) et $m = 0$.
On commande périodiquement, à la période T, la fermeture du thyristor Th_{12} qui dure de $\delta + \pi$ à 2π. Le courant passe par les composants Th_{12} et D_{21}, et $m = -1$.
Le réseau de Pétri indique les trois états possibles et, en particulier, l'état roue libre, central, où seules les diodes conduisent. L'état de démarrage du pont n'est pas représenté ici, car il correspond à un fonctionnement en débit discontinu qui n'est pas considéré pour ce réseau. En particulier, un départ de commande en vitesse de moteur s'effectue toujours à valeur de δ proche de 180°, pour obtenir un démarrage progressif, même en débit discontinu.
Les allures de $m(\theta)$ et de $v_m(\theta)$ sont représentées à la *figure 4.8*.
La relation de commande est alors $v_m(t) = m\ v_s(t)$ et $i_s = m\ I_s$.
Le transfert de puissance est réglé par m : soit $p(t) = m(t)\ v_s(t)\ I_s$, et, en valeur moyenne, $P = \langle p \rangle = \langle m(t)\ v_s(t) \rangle$, soit $P = \dfrac{V_s I_s\sqrt{2}}{\pi}(1 + \cos\delta)$. (Voir aussi le *tableau 5.6*.)

4.2.4 Cas des alimentations à découpage

■ Présentation

Il est possible de considérer les alimentations à découpage comme un convertisseur de puissance particulier. On introduit des indices de modulation pour mettre en évidence la commande.
On présente alors le réseau de Pétri et le graphe informationnel de causalité (GIC) expliquant la commande des convertisseurs. On se limite ici au cas le plus simple, celui de l'alimentation à découpage ***Fly-Back***.

4.2.5 Hacheur à accumulation inductive

L'interrupteur transistor T_r est fermé durant αT_e et bloqué durant $(1 - \alpha)T_e$, et cela périodiquement, de période T_e. On introduit deux indices de modulation, m_1 et m_2 tels que :

$$u_2 = m_1\ u_{11} + m_2\ u_{12}$$

$$i_{11} = m_1 \, i_2$$

$$i_{12} = m_2 \, i_2$$

L'écriture précédente peut se mettre sous forme matricielle :

$$u_2 = [m] \, [u_1]$$

$$[i_1] = [m]^t \, i_2$$

La matrice $[m]$ sera alors une matrice ligne $[m] = [m_1 \; m_2]$.
Le réseau de Pétri de ce hacheur est voisin de celui du hacheur série (voir *figure 4.9*).

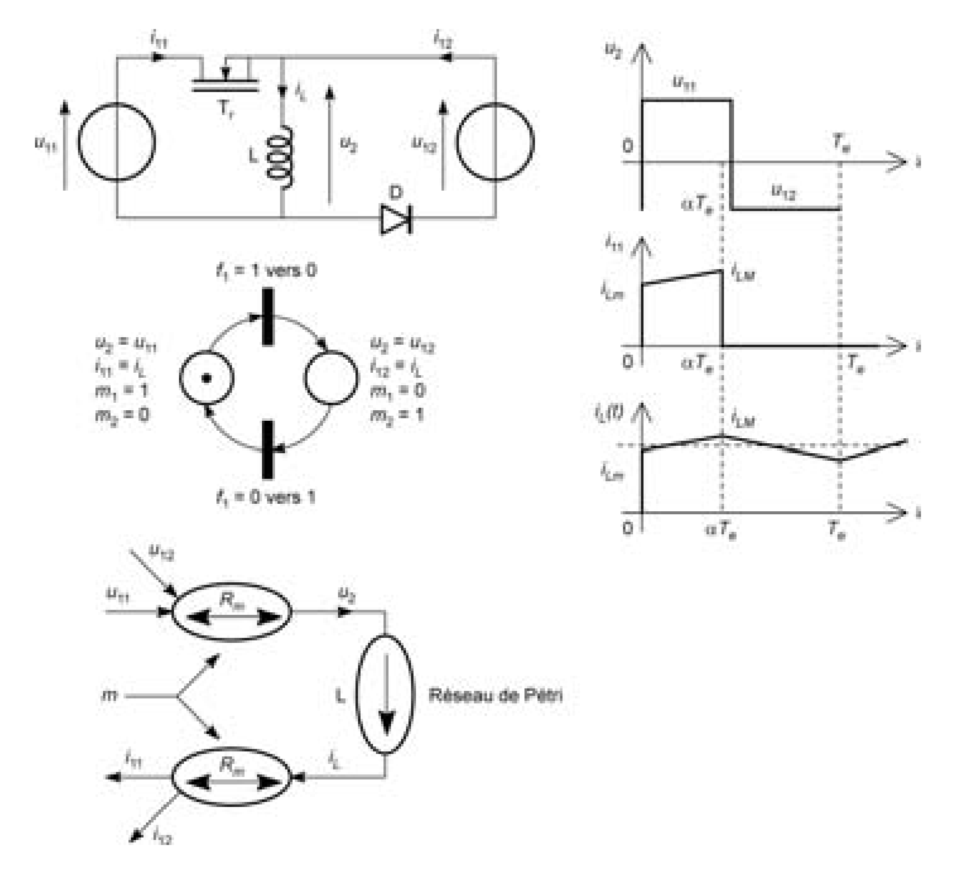


Figure 4.9 – Réseau de Pétri et GIC du hacheur à accumulation.

Les formes d'onde du hacheur à accumulation sont aussi indiquées à la *figure 4.9*.
On obtient les relations suivantes entre valeurs moyennes :

$$\langle u_{12} \rangle = -\left(\frac{\alpha}{1-\alpha}\right)\langle u_{11} \rangle \qquad \langle i_{11} \rangle = \left(\frac{\alpha}{1-\alpha}\right)\langle i_{12} \rangle$$

■ Alimentation à découpage *Fly-Back*

On applique ce qui a été étudié précédemment au cas de l'alimentation à découpage *Fly-Back*. Le transfert de puissance s'effectue grâce à un montage à circuit magnétique couplé, dont la réluctance est $\Re$ (voir *figures 6.5 et 4.10*).
On obtient les équations du modulateur.

$$n_2 \frac{\mathrm{d}\varphi}{\mathrm{d}t} = m_1 \left(\frac{n_2}{n_1}\right) u_{11} + m_2 u_{12}$$

$$\frac{n_2}{n_1} i_{11} = m_1 \frac{\Re\varphi}{n_2}$$

$$i_{12} = m_2 \frac{\Re\varphi}{n_2}$$

La première équation caractérise l'effet de couplage au niveau du flux magnétique en fonction des tensions u_{11} et u_{12}. Les deux dernières équations caractérisent le théorème d'Ampère.

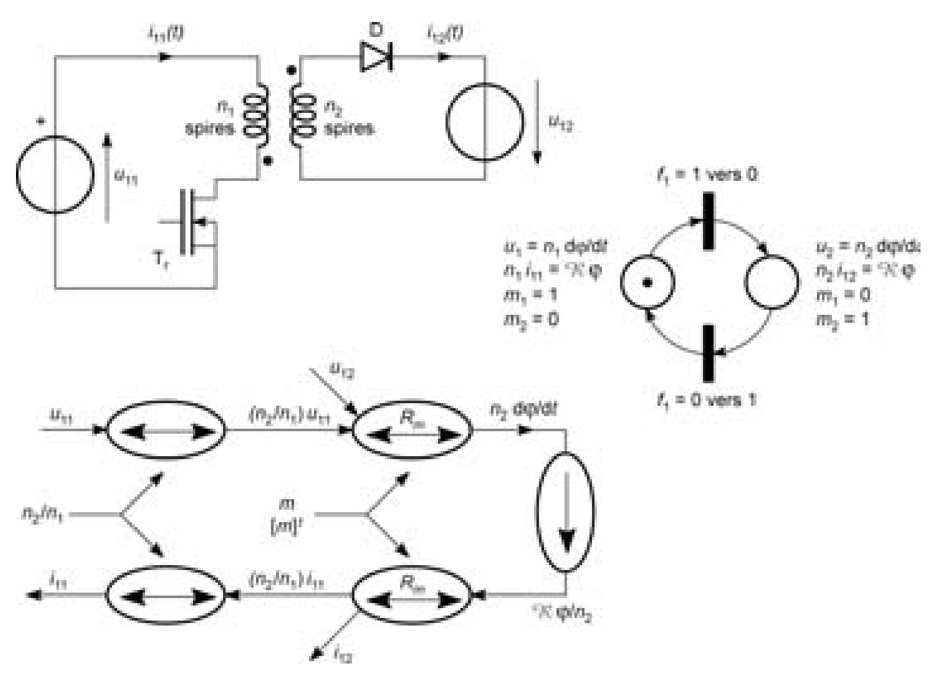


Figure 4.10 – Réseau de Pétri et GIC de l'alimentation à découpage *Fly-Back.*

Cela donne le réseau de Pétri de la *figure 4.10*.
Le fonctionnement est analogue à celui du hacheur à accumulation puisqu'il s'agit d'emmagasiner de l'énergie pendant la durée où le transistor est saturé, et de

« déstocker » cette énergie durant le blocage du transistor et la conduction de la diode. La seule différence est que cette fois l'énergie est emmagasinée dans un circuit magnétique à plusieurs bobinages.
Le GIC est également représenté à la *figure 4.10*.
On obtient alors les relations entre les valeurs moyennes.

$$\langle u_{12} \rangle = -\left(\frac{n_2}{n_1}\right)\left(\frac{\alpha}{1-\alpha}\right)\langle u_{11} \rangle$$

$$\langle i_{11} \rangle = \left(\frac{n_2}{n_1}\right)\left(\frac{\alpha}{1-\alpha}\right)\langle i_{12} \rangle$$

4.3 Convertisseurs continu-alternatif

■ Commande numérique de l'onduleur triphasé de tension

Rappelons qu'une commande numérique consiste à envoyer une *suite* d'ordres, où le temps est remplacé par un numéro n entier.
Considérons une commande numérique de période de découpage T_e qui consiste à imposer sur la phase « 1 » pour une « séquence numérotée n » (voir la *figure 5.13*) :
– la fonction $f_{11} = 1$ durant un temps $T_1 = \alpha_a(n)\,T_e$, alors $v_1 = U/2$;
– $f_{11} = 0$ durant un temps $T_2 = [1 - \alpha_a(n)]\,T_e$, alors $v_1 = -U/2$.
La valeur moyenne locale $< v_1(n) >_n$ sur la séquence numérotée n est alors :

$$\langle v_1(n) \rangle_n = \left(\frac{U}{2}\right)\frac{1}{T_e}\left[\alpha_1(n)T_e - (1-\alpha_1(n))T_e\right] = \left(\frac{U}{2}\right)\left[2\alpha_1(n) - 1\right]$$

Si l'on veut une variation sinusoïdale de $< v_a(n) > n$ avec une valeur efficace réglable $V_1 \leq \frac{U}{2\sqrt{2}}$, on doit obtenir : $\langle v_1(n) \rangle_n = \left[\sqrt{2}V_1 \sin\left(2\pi\frac{n}{M}\right)\right]$ où $M = \frac{T'}{T_e}$ est le rapport (entier) entre la période T' de l'onduleur et T_e la période de découpage ($M >> 1$). On rappelle que la fonction génératrice est donnée par $g(t) = G\sqrt{2}$ $\sin(\omega' t)$ avec $0 \leq G \leq \frac{1}{\sqrt{2}}$ (voir le chapitre suivant et l'annexe mathématique).
Cela donne :

$$\alpha_1(n) = 0{,}5\left[1 + G\sqrt{2}\sin\left(2\pi\frac{n}{M}\right)\right]$$

et, pour les autres phases :

$$\alpha_2(n) = 0{,}5\left[1 + G\sqrt{2}\sin\left(2\pi\frac{n}{M} - \frac{2\pi}{3}\right)\right]$$

$$\alpha_3(n) = 0{,}5\left[1 + G\sqrt{2}\sin\left(2\pi\frac{n}{M} + \frac{2\pi}{3}\right)\right]$$

Ce type de commande numérique, qui peut être obtenu par un processeur, permet la réalisation d'une modulation de largeur d'impulsions en triphasé (MLI ou PWM, *Pulse Width Modulation*). Elle permet de régler la fréquence $f' = \frac{1}{T'} = \frac{f_e}{M} << f_e = \frac{1}{T_e}$, de l'onduleur, et le niveau V_1 de la tension de sortie en agissant sur G à condition que $V_1 \leq \frac{U}{2\sqrt{2}}$.

4.4 Étude du changeur de fréquence

4.4.1 Possibilités de commandes

Le changeur de fréquence est un convertisseur direct alternatif (triphasé)-alternatif (triphasé de préférence) en utilisant des grandeurs (V, f) fixes, pour obtenir des grandeurs réglables, notées (V', f').
La commande des interrupteurs est une « extension » un peu particulière de celle de l'onduleur triphasé. On reprend donc l'étude de l'onduleur triphasé, mais de manière un peu différente de celle vue précédemment. Ensuite, on peut introduire le principe de la commande du changeur de fréquence.

4.4.2 Étude de l'onduleur triphasé réversible de tension

On se place dans le cas, plus général que précédemment, de **l'onduleur triphasé de tension**, où le transfert de puissance est **réversible**, allant de la source de tension continue u_s vers les sources de courant $i_{s1}(t)$ et $i_{s2}(t)$, ou l'inverse. On considère la *figure 4.11*. On utilise 6 interrupteurs.
On détermine la matrice $[M]$, pour ce convertisseur 3/2. On suppose que le transfert de puissance va de la source de tension continue vers les sources de courant.

On note $[M] = \begin{bmatrix} m_1 \\ m_2 \end{bmatrix}$. La matrice $[M]$ est donnée par :

$$[M] = \begin{bmatrix} f_{11} - f_{31} \\ f_{21} - f_{31} \end{bmatrix}$$

ce qui donne $m_1 = f_{11} - f_{31}$ et $m_2 = f_{21} - f_{31}$. La puissance instantanée est donc $p = [i_s]_t\,[M]\,[u_s]$, ce qui donne : $p = (is_1\, m_1 + is_2\, m_2)u_s$.

On impose $u_s = U$, $i_{s1} = I\sqrt{2}\cos(\omega' t - \varphi)$ et $i_{s2} = I\sqrt{2}\cos\left(\omega' t - \frac{2\pi}{3} - \varphi\right)$. Le découpage s'effectue selon la période T_e avec $T >> T_e$. L'expression de $u_m(nT_e)$ « en

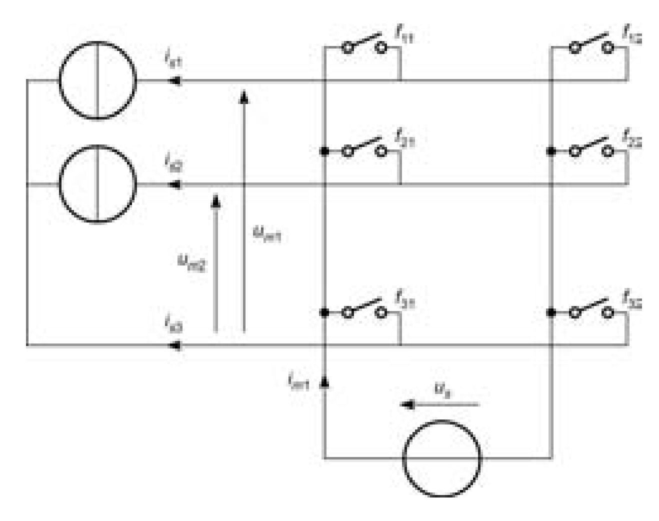


Figure 4.11 – Convertisseur 3/2 : onduleur triphasé.

moyenne » sur une période T_e à la séquence n **correspondant au temps** nT_e est telle que :

$$u_{m1}(nT_e) = G\sqrt{2}\ U\cos(\omega' nT_e - \pi/6)$$

$$u_{m2}(nT_e) = G\sqrt{2}\ U\cos(\omega' nT_e - \pi/2)$$

N.B. : G est un paramètre réglable entre 0 et $1/\sqrt{2}$.

L'expression mathématique des tensions a été choisie pour un système triphasé équilibré direct de tensions rapporté à la troisième : $u_{m1}(nT_e) = v_{m1}(nT_e) - v_{m3}(nT_e)$. Il en est de même pour $u_{m2}(nT_e) = v_{m2}(nT_e) - v_{m3}(nT_e)$. Le convertisseur est un onduleur triphasé de tension. On obtient alors :

$$p = 2G \times U \times I\left[\begin{array}{l}\cos\left(\omega' nT_e - \dfrac{\pi}{6}\right)\cos\left(\omega' nT_e - \varphi\right) + \\ \cos\left(\omega' nT_e - \dfrac{\pi}{2}\right)\cos\left(\omega' nT_e - \varphi - \dfrac{2\pi}{3}\right)\end{array}\right]$$

ce qui donne encore :

$$p = G \times U \times I\left[\begin{array}{l}\cos\left(\varphi - \dfrac{\pi}{6}\right) + \cos\left(\varphi + \dfrac{\pi}{6}\right) + \\ \cos\left(2\omega' nT_e - \dfrac{\pi}{6} - \varphi\right) + \cos\left(2\omega' nT_e - \varphi - \dfrac{7\pi}{6}\right)\end{array}\right]$$

La puissance moyenne $P = \langle p \rangle$ est égale à :

$$P = G \times U \times I\left[\cos\left(\varphi - \frac{\pi}{6}\right) + \cos\left(\varphi + \frac{\pi}{6}\right)\right]$$

ce qui donne :

$$P = G \times U \times I\sqrt{3}\cos\varphi$$

Les expressions de $m_1(nT_e)$, de $m_2(nT_e)$ sont obtenues en écrivant que $p = (i_{s1}\, m_1 + i_{s2}\, m_2)u_s$. On identifie à la première expression de $p(t)$ et on trouve :

$$m_1\left(nT_e\right) = G\sqrt{2}\cos\left(\omega nT_e - \frac{\pi}{6}\right)$$
$$m_2\left(nT_e\right) = G\sqrt{2}\cos\left(\omega nT_e - \frac{\pi}{2}\right)$$

En introduisant $d_\alpha(t)$, fonction découpage **où α est une fonction de (nT_e)**, on obtient $m_1 = signe[\cos(\omega t\ \pi/6)] \times d_{\alpha 1}(t)$ avec $\alpha_1\ (nT_e) = |G\sqrt{2}\cos(\omega nT_e - \pi/6)|$.
De même, $m_2 = signe[\cos(\omega t\ \pi/2)] \times d_{\alpha 2}(t)$ avec $\alpha_2(nT_e) = |\,|\ G\sqrt{2}\ \cos(\omega nT_e - \pi/2)|$.
On désigne par $\boldsymbol{U'}$ la valeur efficace de la tension « entre phases » en sortie de l'onduleur D'après la formule de la puissance, $P = G \cdot U \cdot I\sqrt{3}\cos\varphi = \boldsymbol{U'}I\sqrt{3}\cos\varphi$, en identifiant, tout se passe comme si la tension entre phases de l'onduleur avait pour valeur $\boldsymbol{U'} = GU$.

Or d'après ce type de commande, il est indispensable que $U'\sqrt{2} \leq U$ ce qui signifie que G **est réglable entre 0 et** $\frac{1}{\sqrt{2}}$.

Les valeurs de $\alpha_1(nT_e)$ et de $\alpha_2(nT_e)$ sont réalisables puisque les fonctions sinusoïdales sont de module inférieur à 1. Conclusion : l'onduleur est en commande à modulation de largeur d'impulsions.

4.4.3 Étude du changeur de fréquence triphasé

Dans le cas d'un **changeur triphasé de tension**, le transfert de puissance est aussi **réversible**, allant soit des sources de tension (triphasées) $u_{s1}(t)$ et $u_{s2}(t)$ vers les sources de courant (triphasées) $i_{s1}(t)$ et $i_{s2}(t)$, soit l'inverse. La fréquence notée f de $u_{s1}(t)$ et $u_{s2}(t)$ est différente de la fréquence notée f' des sources de courant $i_{s1}(t)$ et $i_{s2}(t)$. Il y a **changement de fréquence**, et ce changement est **commandable, ainsi que la valeur efficace** $\boldsymbol{U'}$ de $u_{m1}(t)$ et de $u_{m2}(t)$. On considère la *figure 4.12*. On utilise 9 interrupteurs.

On détermine la nouvelle matrice $[M]$, pour ce convertisseur 3/3. On suppose ici que le transfert de puissance va des sources de tension vers les sources de courant.

La matrice du convertisseur est donnée par :

$$[F] = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} & f_{13} \\ f_{21} & f_{22} & f_{23} \\ f_{31} & f_{32} & f_{33} \end{bmatrix}$$

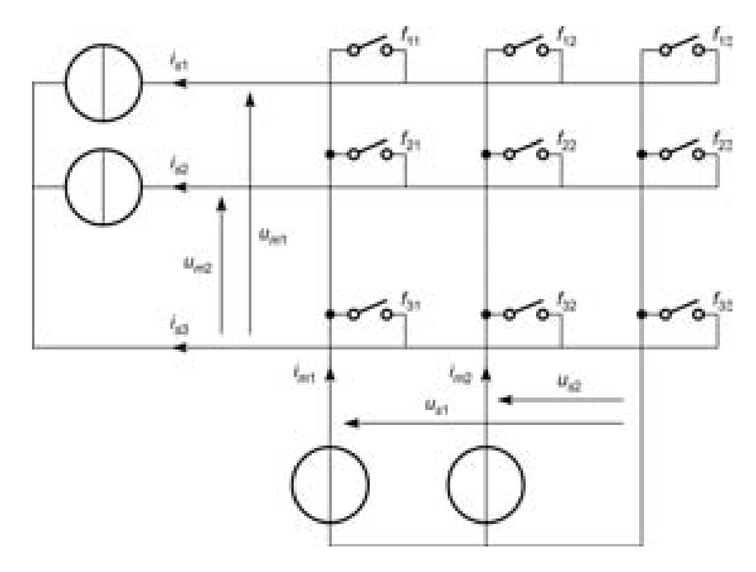


Figure 4.12 – Convertisseur 3/3 : changeur triphasé.

On écrit par la suite que :

$$u_{m1} = m_{11}u_{s1} + m_{12}u_{s2}$$
$$u_{m2} = m_{21}u_{s1} + m_{22}u_{s2}$$

ce qui donne :

$$[M] = \begin{bmatrix} f_{11} - f_{31} & f_{12} - f_{32} \\ f_{21} - f_{31} & f_{22} - f_{32} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} \\ m_{21} & m_{22} \end{bmatrix}$$

On donne $u_{s1} = U\sqrt{2}\cos\theta$ et $u_{s2} = U\sqrt{2}\cos(\theta - \frac{\pi}{3})$, sachant que $\theta = \omega t - \pi/6$ avec $\omega = 2\pi f$. Les valeurs de U et de ω **sont imposées.** Le choix des expressions mathématiques est semblable à celui déjà présenté à pour l'onduleur afin de définir un système sinusoïdal direct triphasé de tensions. Néanmoins, on a pris pour origine angulaire $\omega t - \pi/6$ pour simplifier l'expression mathématique.

La fonction génératrice est toujours $g(t) = G\sqrt{2}\cos\alpha$.
En sortie du convertisseur, on s'impose :

$u_{m1} = rU\sqrt{2}\cos\alpha$ et $u_{m2} = rU\sqrt{2}\cos\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right)$ en sachant que $\alpha = \omega' t - \pi/6 + \alpha_0$ avec $\omega' = 2\pi f'$. Les valeurs de r et de ω' **sont imposées par la commande des interrupteurs du convertisseur.**

Le choix des expressions mathématiques est fait pour définir un système sinusoïdal direct triphasé de tensions, avec ici ceci de particulier :

– la pulsation ω' est différente de ω;
– la valeur efficace de la tension de sortie est réglable par r (ou G).

U est ici la valeur **efficace de la tension entre phases** du réseau à fréquence f constante.

Déterminons la **relation entre G et r.** La valeur maximale possible pour les valeurs efficaces U' de u_{m1} et de u_{m2} est $U'_M\sqrt{2} = U\sqrt{2}\cos\left(\frac{\pi}{6}\right) = U\sqrt{\frac{3}{2}}$. On a donc $0 \le r \le \frac{\sqrt{3}}{2}$, alors que $0 \le G \le \sqrt{\frac{1}{2}}$, puisqu'il s'agit d'une fonction sinusoïdale.

On a donc en définitive :

$$r = G\sqrt{\frac{3}{2}}$$

Par la suite, pour **des commodités de calcul**, on ne considère que la grandeur r.

On a pris pour origine angulaire $\omega' t - \pi/6 + \alpha_0$ pour simplifier l'expression mathématique et pour tenir compte du fait que la référence angulaire est différente entre les deux sources.

En donnant $\cos\alpha$ en fonction de m_{11}, m_{12}, et de r et θ :

$$\cos\alpha = \cos\theta\left(\frac{m_{11}}{r} + \frac{m_{12}}{2r}\right) + \sin\theta\left(\frac{\sqrt{3}m_{12}}{2r}\right)$$

Par la suite, il est intéressant d'introduire ε tel $\alpha = \theta - \varepsilon$. Alors :

$$rU\sqrt{2}\cos\alpha = m_{11}U\sqrt{2}\cos\theta + m_{12}U\sqrt{2}\cos\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right)$$

$$rU\sqrt{2}\cos\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right) = m_{21}U\sqrt{2}\cos\theta + m_{22}U\sqrt{2}\cos\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right)$$

À partir des relations précédentes, on en déduit que :

$$\cos\alpha = \cos\theta\left(\frac{m_{11}}{r} + \frac{m_{12}}{2r}\right) + \sin\theta\left(\frac{\sqrt{3}m_{12}}{2}\right)$$

$$\cos\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right) = \cos\theta\left(\frac{m_{21}}{r} + \frac{m_{22}}{2r}\right) + \sin\theta\left(\frac{\sqrt{3}m_{22}}{2}\right) = \left(\frac{1}{2}\right)\cos\alpha + \left(\frac{\sqrt{3}}{2}\right)\sin\alpha$$

La première relation étant la plus simple, c'est à partir d'elle que l'on va poursuivre le calcul.

On a en effet $\cos\alpha = \cos(\theta - \varepsilon) = \cos\theta\left(\frac{m_{11}}{r} + \frac{m_{12}}{2r}\right) + \sin\theta\left(\frac{\sqrt{3}m_{12}}{2r}\right)$.

B

CONVERTISSEURS : DESCRIPTION

Il suffit d'identifier et d'obtenir :

$$\cos\varepsilon = \frac{m_{11}}{r} + \frac{m_{12}}{2r} \quad \text{et} \quad \sin\varepsilon = \frac{\sqrt{3}m_{12}}{2r}$$

On écrit que $\cos^2\varepsilon + \sin^2\varepsilon = 1$. Cela donne :

$$\left(\frac{m_{11}}{r} + \frac{m_{12}}{2r}\right)^2 + \left(\frac{\sqrt{3}m_{12}}{2r}\right)^2 = 1$$

En développant, on aboutit à la relation $m_{11}^2 + m_{12}^2 + m_{11}m_{12} = r^2 \ \forall\alpha, \forall\theta$.

D'autre part, on obtient facilement $\tan\varepsilon = \frac{\sin\varepsilon}{\cos\varepsilon} = \tan(\theta - \alpha) = \frac{\sqrt{3}m_{12}}{2m_{11} + m_{12}}$.

En procédant comme précédemment, on obtient facilement :

$$m_{21}^2 + m_{22}^2 + m_{21}m_{22} = r^2$$

$$\tan\left(\theta - \alpha - \frac{\pi}{3}\right) = \frac{\sqrt{3}m_{22}}{2m_{21} + m_{22}}$$

L'intérêt de ces calculs est la détermination des valeurs des coefficients m_{ij} en fonction du temps. Pour démarrer le système, à $t = 0$ on fait simple : $m_{12} = 0$ et $m_{11} = r$. Alors $\theta - \alpha = 0$ (à $t = 0$). Ensuite, on utilise les relations données précédemment pour obtenir m_{12} et m_{11} à r fixé. Pour les deux autres coefficients, on tient compte de $\theta - \alpha = 0$ à $t = 0$. Cela donne $\tan\left(-\frac{\pi}{3}\right) = \frac{\sqrt{3}m_{22}}{2m_{21} + m_{22}}$. Pour $m_{21} = +r$ et $m_{22} = -r$, on vérifie les deux équations pour $t = 0$. Ensuite, on fait évoluer ces grandeurs selon les équations imposées.

Calcul de la puissance transmise :

On impose $i_{s1} = I\sqrt{2}\cos(\omega' t - \varphi)$ et $i_{s2} = I\sqrt{2}\cos\left(\omega' t - \frac{2\pi}{3} - \varphi\right)$. Le calcul montre que la puissance moyenne $P = \langle p \rangle$ est égale à :

$$P = r \times U \times I\left[\cos\left(\varphi - \frac{\pi}{6}\right) + \cos\left(\varphi + \frac{\pi}{6}\right)\right]$$

ce qui donne :

$$P = r \times U \times I\sqrt{3}\cos\varphi$$

Conclusion :

Il est théoriquement possible d'obtenir un changeur de fréquence à condition de réaliser les commandes telles qu'elles sont indiquées ci-dessus. En pratique, il faut 9 interrupteurs bidirectionnels, soit au moins :

– $9 \times 2 = 18$ transistors + 18 diodes, ce qui exige 18 *drivers* pour la commande;
– ou bien 9 transistors + 36 diodes, ce qui impose seulement 9 *drivers* pour la commande.

5 • LES CONVERTISSEURS STATIQUES

5.1 Présentation

5.1.1 Présentation simplifiée des sources primaires et secondaires

On sait qu'en électrotechnique on utilise couramment des sources (dites « primaires ») à courant continu provenant soit de batteries d'accumulateurs, soit d'un réseau continu (type métro, RER, tramway…) ou bien des sources à courant alternatif, sinusoïdales, monophasées ou triphasées.
Dans la suite de cet ouvrage, et **par souci de simplicité**, on utilise les conventions suivantes :

– on note U ou I les grandeurs des sources continues ;
– on note **en caractères gras les valeurs efficaces du fondamental** (comme $\mathbf{V}$, $\mathbf{U}$ ou $\mathbf{I}$) des grandeurs caractéristiques d'une source alternative.
$\mathbf{V}$ désigne la valeur efficace de la tension monophasée ou de la tension **simple phase-neutre** pour une source triphasée.
$\mathbf{U}$ désigne la valeur efficace de la tension **composée entre phases** pour une source triphasée.
$\mathbf{I}$ désigne la valeur efficace du courant de ligne ;
– on place un « $'$ », (comme U' ou bien $\mathbf{V}'$) à la suite d'une grandeur fondamentale relative à une source (dite « secondaire ») continue ou alternative, qu'un opérateur ou qu'une commande électronique peut modifier. De même pour la fréquence d'une source alternative : elle est notée f' si elle est réglable.

5.1.2 Les convertisseurs de puissance en électrotechnique

Depuis la fin du XIX[e] siècle, on a inventé en électrotechnique des « machines » utilisant les propriétés du magnétisme, et plus particulièrement du ferromagnétisme, pour réaliser les diverses conversions possibles des formes d'énergie électriques :
a) Pour convertir l'énergie provenant d'une source de tension continue U (dynamo ou batterie d'accumulateurs) en une source de tension U' réglable, on utilise une association de **machines tournantes moteur à courant continu-dynamo**. Cette association peut être réversible. Le contrôle du transfert de puissance s'effectue surtout en agissant sur le champ magnétique des deux machines et les systèmes mécaniques mis en jeu.
b) Pour convertir l'énergie provenant d'une source de tension continue U (dynamo ou batterie d'accumulateurs) en une source de tension alternative, monophasée ou

triphasée, de valeur efficace réglable V', on utilise une association de **machines tournantes moteur à courant continu-alternateur**. Cette association peut être réversible. Le contrôle du transfert de puissance s'effectue également en agissant sur le champ magnétique des deux machines et sur les systèmes mécaniques mis en jeu.
c) Pour convertir l'énergie provenant d'une source de tension alternative monophasée ou triphasée, (alternateur) de valeur efficace V en une source de tension continue U, on utilise une association de **machines tournantes moteur asynchrone-dynamo**. Cette association peut être réversible. Le contrôle du transfert de puissance s'effectue surtout en agissant sur les systèmes mécaniques mis en jeu.
d) Un cas particulier de l'association c) est le groupe de **machines tournantes Ward-Léonard** qui est une association **moteur asynchrone-dynamo** où la dynamo alimente un moteur à courant continu MCC. Le réglage du champ magnétique de la dynamo assure la variation de la tension continue U' de sortie alimentant le moteur MCC, et sa variation de vitesse. La vitesse de rotation du moteur MCC est différente de celle du groupe **moteur asynchrone-dynamo**.
e) Pour convertir l'énergie provenant d'une source de tension alternative monophasée ou triphasée, (alternateur) de valeur efficace fixe V en une source de tension alternative de même fréquence et de valeur efficace réglable V', on utilise une **machine non tournante**, le **transformateur ou l'autotransformateur**.
f) Pour convertir l'énergie provenant d'une source de tension alternative monophasée ou triphasée, (alternateur) de valeur efficace fixe V en une source de tension alternative de fréquence f' et de valeur efficace V' réglables, on utilise **deux groupes de machines tournantes :**

– un groupe Ward-Léonard où la dynamo fournit une tension continue réglable U';
– un groupe où le moteur à courant continu MCC alimenté (à l'induit) par la tension U', est à vitesse réglable. Il entraîne un alternateur.

On obtient ainsi par le groupe « tournant » Ward-Léonard et le groupe « tournant » MCC-alternateur, un générateur alternatif à valeur efficace V' et à fréquence f' réglables.
L'avantage de ces convertisseurs est bien connu :

– grande fiabilité et grande robustesse;
– grande « durée de vie » (de nombreuses décennies);
– relative facilité de réglage, même si les moyens mis en œuvre sont parfois imposants (rhéostats, autotransformateurs…) et lents;
– assez bon rendement en général, même pour le groupe Ward-Léonard.

5.1.3 Les convertisseurs en électronique de puissance

Avec le développement de l'automatique, de l'électronique et de l'informatique, on peut remplacer les « machines » par des **convertisseurs statiques** utilisant des composants électroniques en commutation. Les avantages de ces convertisseurs sont nombreux :

– contrôle et même régulation électronique possible du transfert de puissance;
– système moins lourd et moins encombrant;
– excellent rendement;

– facilité de mise œuvre grâce à l'automatisation;
– protections de plus en plus efficaces;
– coût relatif en baisse, grâce aux progrès dans la fabrication et le montage des composants.

Les types de convertisseurs peuvent être représentés selon le diagramme de la *figure 5.1*.

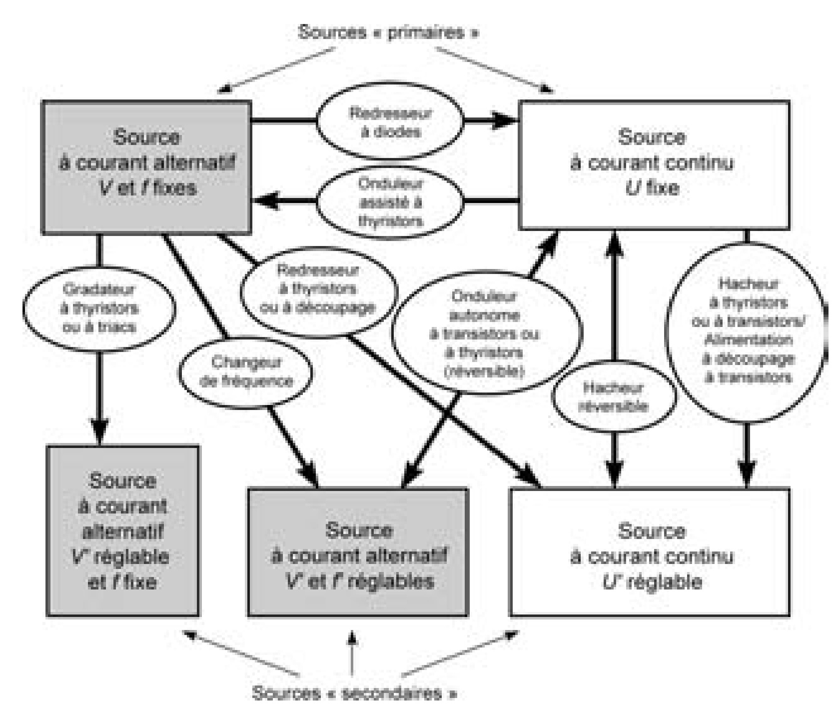


Figure 5.1 – Diagramme des divers types de convertisseurs statiques en électronique de puissance.

On remarque que les sources « primaires » de l'électrotechnique sont les suivantes :

– le réseau alternatif, sinusoïdal, monophasé ou triphasé, à **valeur efficace** V **de tension imposée constante** (source de tension) et à **fréquence** f **constante**. Ce réseau est généralement celui de la région ou du secteur géographique, mais peut aussi provenir d'un seul alternateur;
– le réseau continu, à valeur U **de tension imposée constante** (source de tension). Cette source est aussi bien l'alimentation d'un réseau ferroviaire qu'une batterie d'accumulateurs.

Ces deux sources ont déjà été considérées au § 5.1.1.

Les sources « secondaires » ou « utilisatrices » d'un convertisseur sont :

– soit une charge passive : résistance par exemple;
– soit un moteur, pouvant fonctionner éventuellement en génératrice;
– soit un autre réseau.

Si la source « secondaire » est à courant alternatif, on **fait varier la valeur efficace** V' de la tension, et parfois aussi sa fréquence f'.

Si la source « secondaire » est à courant continu, **on fait varier** la tension U'.

On peut faire facilement l'analogie entre chaque convertisseur statique présenté à la *figure 5.1* et un groupe de machines considéré au § 5.1.1 :

– le **hacheur** ou **l'alimentation à découpage** remplacent le groupe **a)** de machines tournantes **moteur à courant continu-dynamo**. La conversion est de type $(U) \rightarrow (U')$;
– l'**onduleur autonome** remplace le groupe **b)** de machines tournantes **moteur à courant continu-alternateur**. La conversion est réversible de type $(U) \leftrightarrow (V', f')$;
– le **redresseur à diodes** remplace le groupe **c)** de machines tournantes **moteur asynchrone-dynamo**. La conversion est de type $(V, f) \rightarrow (U)$;
– le **redresseur à thyristors ou à découpage** et, en réversibilité, l'**onduleur assisté** remplacent le groupe **d)** de machines tournantes **Ward-Léonard**. La conversion est de type $(V, f) \leftrightarrow (U')$;
– le **gradateur à thyristors ou à triac** remplace le système **e)** de **machine non tournante, l'autotransformateur**. La conversion est de type $(V, f) \rightarrow (V', f)$;
– le **changeur de fréquence** remplace le système **f)** de deux machines tournantes **Ward-Léonard et MCC-Alternateur**. La conversion est de type $(V, f) \rightarrow (V', f')$.

5.1.4 Les méthodes d'étude des convertisseurs de puissance

Pour chaque convertisseur de puissance, la méthode d'étude consiste essentiellement :

– à présenter **les formes d'onde** caractérisant le fonctionnement, éventuellement pour divers transferts de puissance;
– à déduire les **relations entre les valeurs moyennes ou efficaces** des courants et des tensions en entrée et en sortie du convertisseur;
– à envisager une commande automatique du transfert de puissance, si l'état des sources reliées entre elles le permet;
– à prévoir les composants à utiliser selon le type de conversion et la puissance nominale souhaitée. Il faut alors envisager les pertes dans ces composants;
– à prévoir et à mettre en place les protections des composants et de l'ensemble du convertisseur.

Cela revient, pour résumer, à la méthode **dite des « trois temps »** :

– le **temps du composant**, t_c c'est-à-dire la durée des commutations, qui varie de 100 ns pour le transistor MOS à quelques dizaines de μs pour le thyristor;
– le **temps du découpage**, désigné par T_e dans cet ouvrage, qui varie de 20 μs à 20 ms selon les convertisseurs, environ 1 000 fois plus grand que le précédent ($T_e >> t_c$);
– le **temps de réponse de l'ensemble convertisseur-système**, désigné par t_r dans cet ouvrage, environ 1 000 fois plus grand que le précédent. On fait alors intervenir la « charge » du convertisseur, qui peut être une charge passive, ou un moteur, ou un réseau d'alimentation ($t_r >> T_e$). Voir aussi le § 7.4.4.

Dans ce chapitre, on se limite aux cas où l'échange de puissance s'effectue de **manière optimale :**

– les **sources sont parfaites**, aussi bien pour la source génératrice que pour la source réceptrice, c'est-à-dire :
  • que les **sources de tension** imposent une tension (constante U pour une source continue, ou $v(t)$ de valeur efficace constante notée $\boldsymbol{V}$ pour une tension alternative sinusoïdale (**caractères gras**)) quelle que soit la valeur du courant débité (noté i_m) en amplitude comme en variation en fonction du temps,
  • que les **sources de courant** imposent un courant (constant I pour une source continue, ou $i(t)$ de valeur efficace constante notée $\boldsymbol{I}$ pour un courant alternatif sinusoïdal) quelle que soit la valeur de la tension (notée v_m), qui lui est imposée, en amplitude, comme en variation en fonction du temps;
– les sources reliées entre elles sont de nature « contraire » : une source de tension est reliée à une source de courant, et réciproquement;
– les convertisseurs sont parfaits : les composants ne dissipent aucune puissance due aux pertes par conduction et par commutation;
– les formes d'onde obtenues sont celles correspondant à une commutation instantanée des interrupteurs.

Les convertisseurs considérés dans ce chapitre sont les suivants :

– les hacheurs;
– les onduleurs autonomes;
– les redresseurs non commandés à diodes;
– les redresseurs commandés à thyristors.

On se limite ici au cas où l'échange de puissance entre les sources s'effectue dans les conditions idéales, ce qui explique que certains convertisseurs ne sont considérés que **dans les chapitres qui suivent**, où l'on se rapproche des cas réels.
Cela implique la démarche suivante :

– comportement des alimentations à découpage et des gradateurs exige une étude sur les régimes transitoires et les moyens de filtrage. Ce point est abordé aux chapitres 6 et 7;
– changeur de fréquence, de fonctionnement très complexe, n'a été abordé, lui, qu'au chapitre 4.

5.2 Les hacheurs (*choppers*)

5.2.1 Les divers types de hacheurs

Le hacheur réalise une conversion continu-continu, de type $(U) \rightarrow (U')$, avec possibilité pour l'opérateur d'imposer la tension U' de sortie.
Pour un hacheur réversible, la conversion est de type $(U) \leftrightarrow (U')$.
Ce type de convertisseur est intéressant car sa fréquence $f_e = 1/T_e$ de fonctionnement (ou de découpage) est laissée au choix du concepteur.

Le classement des hacheurs dépend essentiellement :

– du fait qu'il est ou non réversible;
– de la nature des sources reliées entre elles : tension ou courant.

Les hacheurs **non réversibles** ont un seul quadrant de fonctionnement. Dans le cas idéal de transfert de la puissance il n'y a que deux possibilités :

– la source **génératrice est de tension** et la source **réceptrice est de courant** : le hacheur est de type **série**;
– la source **génératrice est de courant** et la source **réceptrice est de tension** : le hacheur est de type **parallèle**.

Les hacheurs **réversibles** à deux quadrants de fonctionnement existent en pratique sous deux formes :

– la source **est de tension** U imposée (> 0) et un échange de puissance existe avec la source **de courant positif ou négatif** : le hacheur est de type **série-parallèle ou réversible en courant**;
– la source **est de tension** U imposée (> 0) et un échange de puissance positif ou négatif existe avec la source **de courant positif** : le hacheur est de type **réversible en tension**.

De même les hacheurs **réversibles** à quatre quadrants de fonctionnement existent en pratique sous deux formes :

– la source **est de tension** U imposée (> 0) et un échange de puissance positif ou négatif existe avec la source **de courant positif ou négatif** : le hacheur est de type **4 quadrants réversible en courant**. C'est le plus utilisé des deux;
– la source **est de courant** I imposé (> 0) et un échange de puissance positif ou négatif existe avec la source **de tension positive ou négative** : le hacheur est de type **4 quadrants réversible en tension** (peu utilisé).

5.2.2 Les hacheurs les plus utilisés

On rappelle que le rapport cyclique du hacheur est :

$$\alpha = \frac{\text{durée de conduction du composant principal}}{\text{période } T_e}$$

On a vu (chapitre 1) que l'on peut agir sur la valeur de α soit par un montage analogique, généralement à amplificateur opérationnel, soit grâce à une commande numérique, généralement obtenue par un microcontrôleur.
Le hacheur permet le réglage du **transfert de la puissance** entre une source de tension continue et une source de courant. Selon l'état des sources (générateur ou récepteur), et la nature du hacheur, plusieurs cas peuvent se présenter :

– le transfert s'effectue dans **un seul quadrant**. Les sources de tension et de courant continu sont de même signe :
  • la puissance est en transit de la source de tension (génératrice) vers la source de courant (réceptrice). C'est le cas lorsque l'on utilise le **hacheur série**,

- la puissance est en transit de la source de courant (génératrice) vers la source de tension (réceptrice). C'est le cas lorsque l'on utilise le **hacheur parallèle**. On passe d'un convertisseur à l'autre par **dualité** en intervertissant les sources de tension et de courant d'une part, le transistor et la diode d'autre part;

– le transfert s'effectue dans **deux quadrants**. La tension aux bornes de la source de courant est toujours de même signe, ($U' \geq 0$) mais le transfert de la puissance est soit de la source de tension U ($U > 0$) vers la source de courant I soit l'inverse ($I > 0$ ou < 0). C'est le cas lorsque l'on utilise le **hacheur série-parallèle** (ou hacheur réversible en courant);

– le transfert s'effectue dans **quatre quadrants.** La tension U' aux bornes de la source de courant est positive ou négative selon la commande, et le transfert de la puissance est soit de la source de tension U ($U > 0$) vers la source de courant I, soit l'inverse ($I > 0$ ou < 0). C'est le cas lorsque l'on utilise le **hacheur à quatre quadrants** (réversible en courant).

■ Le hacheur série (*buck chopper* ou *buck converter*)

C'est de loin le hacheur le plus utilisé en raison de sa simplicité. Le montage de principe est présenté à la *figure 5.2*. Le composant de puissance considéré ici est le transistor IGBT. Ce hacheur permet un « abaissement » de tension. Il est parfois appelé « **hacheur dévolteur** », car la tension moyenne $< u_m >$ de la source de courant I **réceptrice** est inférieure à la tension U de la source **génératrice**.

Les sources de tension continue et de courant continu sont **parfaites** :

– la tension U reste constante pour toute valeur et toute évolution du courant $i_m(t)$;
– le courant I reste constant pour toute valeur et toute évolution de la tension $v_m(t)$.

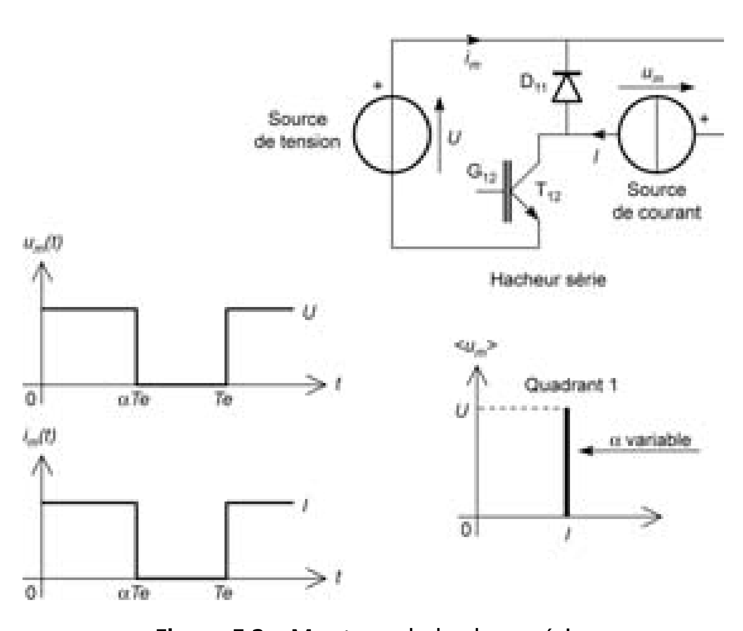


Figure 5.2 – Montage du hacheur série.

B
CONVERTISSEURS : DESCRIPTION

Le transistor T_{12} est commandé à la fermeture durant αT_e. Le signal de commande de T_{12} est du type $d_\alpha(t)$.
La diode D_{11} conduit durant $(1 - \alpha)T_e$ (effet roue libre).
La valeur moyenne théorique de la tension aux bornes de la source de courant est :

$$< u_m > = U' = \frac{1}{T_e}\int_0^{T_e} u_m(t)\,\mathrm{d}t = \alpha U$$

Le transfert moyen de puissance est $< p > = P = \alpha U I$.
Ce hacheur ne peut fonctionner que sur un quadrant lorsque le rapport cyclique α varie (notation 1Q) puisque le transfert de la puissance ne peut être que positif ou nul et que les signes de I' et de U' sont imposés (voir formulaire au *tableau 5.1*).

■ Le hacheur parallèle (*boost chopper* ou *boost converter*)

Le montage de principe est présenté à la *figure 5.3*. Le composant de puissance considéré est encore le transistor IGBT. Ce hacheur permet une « élévation » de tension. Il est parfois appelé « **hacheur survolteur** », car la tension U de la source **réceptrice** est supérieure à $< u_m >$, tension moyenne de la source de courant I **génératrice**.

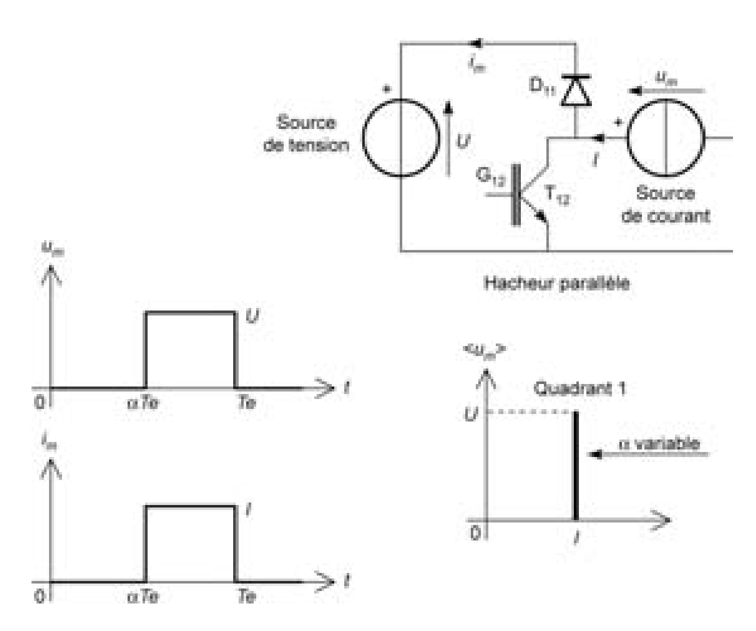


Figure 5.3 – Montage du hacheur parallèle.

Les sources de tension continue et de courant continu sont **parfaites :**

– la tension U reste constante pour toute valeur et toute évolution du courant $i_m(t)$;
– le courant I reste constant pour toute valeur et toute évolution de la tension $u_m(t)$.

Le transistor T_{12} est commandé à la fermeture durant αT_e. Le signal de commande de T_{12} est du type $d_\alpha(t)$.

La diode D_{11} conduit durant $(1-\alpha)T_e$ (effet récupération d'énergie). La valeur moyenne théorique de la tension aux bornes de la source de courant est $< u_m > = \frac{1}{T_e}\int_0^{T_e} u_m(t)\,dt = (1-\alpha)U$. Le transfert moyen de puissance est $< p > = P = (1-\alpha)UI$.

Ce hacheur ne peut fonctionner que sur un quadrant lorsque le rapport cyclique α varie (notation 1Q) puisque le transfert de la puissance ne peut être que positif ou nul (voir formulaire au *tableau 5.1*).

■ Le hacheur série-parallèle (*buck-boost chopper* ou *half bridge converter*)

C'est également un hacheur très utilisé en raison de la technologie actuelle où il est facile d'installer des transistors IGBT et les diodes en antiparallèle par paire.

Le montage de principe est présenté à la *figure 5.4*.

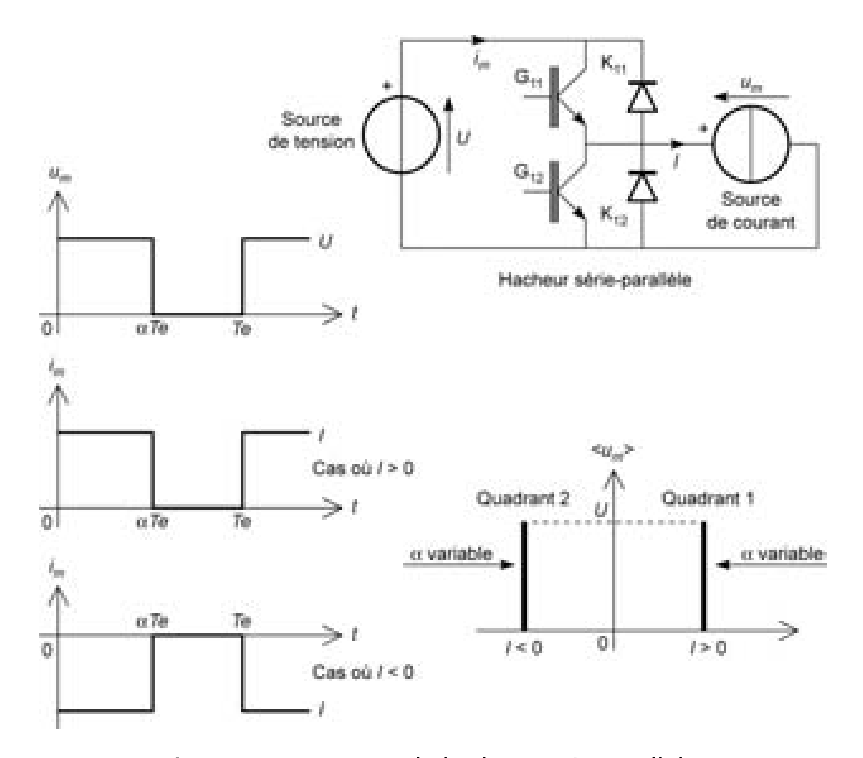


Figure 5.4 – Montage du hacheur série-parallèle.

Les sources de tension continue et de courant continu sont parfaites.

– La tension U reste constante, pour toute valeur positive ou négative et toute évolution du courant $i_m(t)$.
– Le courant I reste constant (à valeur positive ou négative) pour toute valeur et toute évolution de la tension $u_m(t)$.

Le transistor T_{11} (correspondant à l'interrupteur K_{11}) est commandé à la fermeture durant αT_e, et bloqué durant $(1 - \alpha) T_e$. Le signal de commande de T_{11} est du type $d_\alpha(t)$.
Le transistor T_{12} (correspondant à l'interrupteur K_{12}) est bloqué durant αT_e, et commandé à la fermeture durant $(1 - \alpha) T_e$. Le signal de commande de T_{12} est du type $\overline{d_\alpha(t)}$, complémentaire de $d_\alpha(t)$.
En pratique, un temps mort est prévu entre les deux commandes.
Si l'on utilise la notion de fonction de connexion :

$$f_{11} = 1 \text{ pour } t \in [0 ; \alpha T_e] \text{ modulo } T_e, \text{ et } f_{11} = 0 \text{ sinon}$$

$$f_{12} = \overline{f_{11}} = 1 \text{ pour } t \in [\alpha T_e ; T_e] \text{ modulo } T_e, \text{ et } f_{12} = 0 \text{ sinon}$$

– Pour un transfert (moyen) de **puissance allant de la source de tension vers la source de courant**, la diode D_{12} conduit durant $(1 - \alpha) T_e$ (effet roue libre). La valeur moyenne théorique de la tension aux bornes de la source de courant est $< u_m > = U' = \alpha U$. Le transfert moyen de puissance est $< p > = P = \alpha U I$.
– Pour un transfert (moyen) de **puissance allant de la source de courant vers la source de tension**, la diode D_{11} conduit durant αT_e (effet récupération d'énergie). La valeur moyenne théorique de la tension aux bornes de la source de courant est $< u_m > = U' = \alpha U$. Le transfert moyen de puissance est $< p > = P = - \alpha U \times |I|$.

Ce hacheur peut fonctionner sur deux quadrants lorsque le rapport cyclique α varie (notation 2Q) puisque le transfert de la puissance peut être positif ou négatif (voir formulaire au *tableau 5.1*).

■ Le hacheur à quatre quadrants (*four quadrant chopper* ou *full bridge converter*)

Il suffit d'installer deux fois le hacheur précédent. Le montage de principe est présenté à la *figure 5.5*.
Les sources de tension continue et de courant continu sont parfaites.

– La tension U reste constante pour toute valeur positive ou négative, et toute évolution du courant $i_m(t)$.
– Le courant I reste constant (à valeur positive ou négative) pour toute valeur et toute évolution de la tension $u_m(t)$.

Généralement, on utilise le système de commande décrit ci-dessous.
Les transistors T_{11} et T_{22} (correspondant respectivement aux interrupteurs K_{11} et K_{22}) sont commandés à la fermeture durant αT_e, et bloqués durant $(1 - \alpha) T_e$. Le signal de commande de T_{11} et de T_{22} est du type $d_\alpha(t)$.
Les transistors T_{12} et T_{21} (correspondant respectivement aux interrupteurs K_{12} et K_{21}) sont bloqués durant αT_e, et commandés à la fermeture durant $(1 - \alpha) T_e$. Le signal de commande de T_{12} et de T_{21} est du type $\overline{d_\alpha(t)}$, complémentaire de $d_\alpha(t)$.
Un temps mort est prévu en pratique entre les deux commandes.

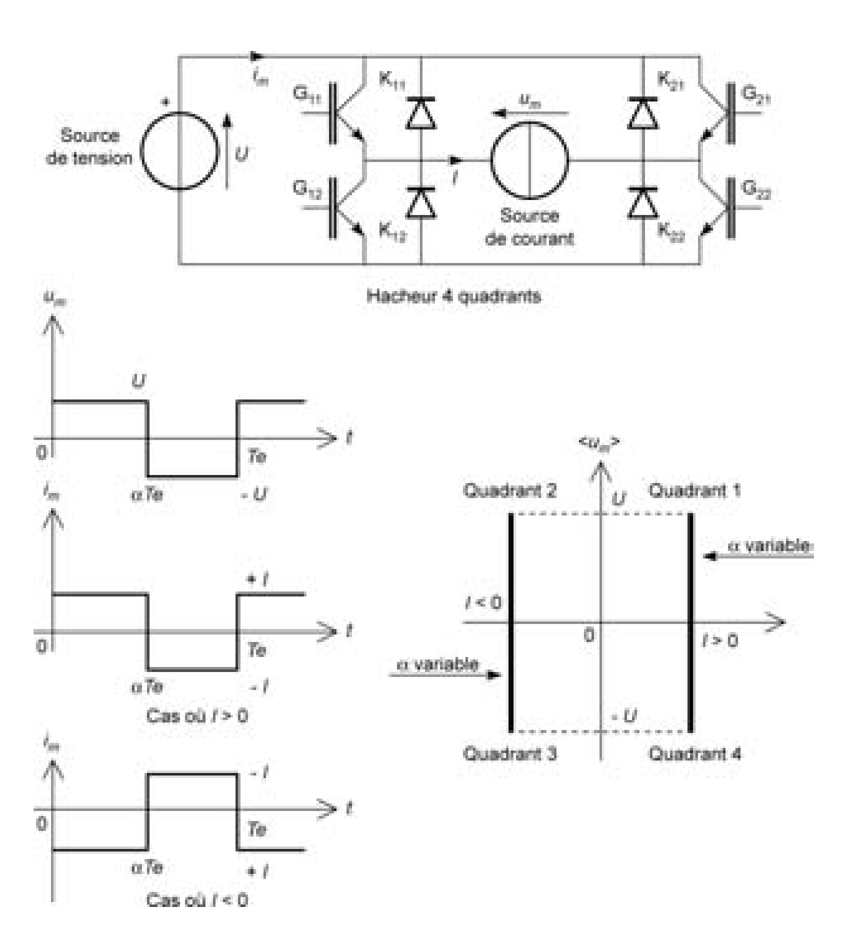


Figure 5.5 – Montage du hacheur à quatre quadrants.

Si l'on utilise la notion de fonction de connexion :

$$f_{11} = f_{22} = 1 \text{ pour } t \in [0; \alpha T_e] \text{ modulo } T_e \text{ et } f_{11} = f_{22} = 0 \text{ sinon}$$

$$f_{12} = f_{21} = \overline{f_{11}} = 1 \text{ pour } t \in [\alpha T_e; T_e] \text{ modulo } T_e \text{ et } f_{12} = f_{21} = 0 \text{ sinon}$$

La valeur moyenne théorique de la tension aux bornes de la source de courant est :

$$< u_m > = U' = \frac{1}{T_e} \int_0^{T_e} u_m(t)\,\mathrm{d}t = (2\alpha - 1)U$$

Pour un transfert (moyen) de **puissance positif ou négatif allant de la source de tension vers la source de courant** :

– si le courant I est positif, les diodes D_{12} et D_{21} conduisent durant $(1 - \alpha)T_e$ (effet récupération d'énergie). Le transfert moyen de puissance est $< p > = P = (2\alpha - 1)UI$;

– si le courant I est négatif, les diodes D_{11} et D_{22} conduisent durant αT_e (effet récupération d'énergie). Le transfert moyen de puissance est encore :

$$< p > = P = (2\alpha - 1)UI$$

Ce hacheur peut donc fonctionner sur quatre quadrants lorsque le rapport cyclique α varie (notation 4Q) puisque le transfert de la puissance peut être positif ou négatif avec U' et I pouvant être tous deux positifs ou négatifs (voir formulaire au *tableau 5.1*).

Formulaire des hacheurs

On considère les grandeurs suivantes :

– U tension fournie par la source, considérée comme positive ;
– I courant fourni ou reçu par la source de courant (positif en convention récepteur, sauf pour le hacheur parallèle) ;
– $I_{m\ eff}$ = valeur efficace du courant $i_m(t)$.

Le formulaire des hacheurs est donné au *tableau 5.1*.

Tableau 5.1 – Formulaire des hacheurs.

	$< u_m >$	$< i_m >$	$I_{m\ eff}$	P
Hacheur 1Q série	αU	αI	$\sqrt{\alpha}\,\lvert I\rvert$	αUI
Hacheur 1Q parallèle	$(1-\alpha)U$	$(1-\alpha)I$	$\left(\sqrt{1-\alpha}\right)\lvert I\rvert$	$(1 - \alpha)UI$
Hacheur 2Q série-parallèle	αU	αI	$\sqrt{\alpha}\,\lvert I\rvert$	αUI avec signe de P = signe de I
Hacheur 4Q	$(2\alpha-1)U$	$(2\alpha-1)I$	$\lvert I\rvert$	$(2\alpha-1)UI$ avec signe de P = signe de $(2\alpha-1)$I

On peut toujours considérer que le signal de commande des interrupteurs de puissance pour un hacheur est du « type » $d_\alpha(t)$.

Ce formulaire montre que le transfert de puissance P est une fonction linéaire du rapport cyclique α **à *U* et *I* imposés.**

Cela revient à dire que :

– ***P* est une fonction linéaire de la tension** U_c pour une commande analogique (voir § 1.1.6) ;
– ***P* est une fonction linéaire de la grandeur *x*** pour une commande numérique (voir § 1.4.1).

5.3 Les onduleurs autonomes (*inverters*)

5.3.1 Les divers types d'onduleurs

L'onduleur autonome réalise une conversion réversible continu-alternatif, soit de type $(U) \leftrightarrow (\mathbf{V'}, f')$, avec $U > 0$, soit de type $(I) \leftrightarrow (\mathbf{I'}, f')$ avec $I > 0$, où l'opérateur a la possibilité :

- d'imposer la fréquence f' de la source alternative, en rapport avec l'utilisation prévue de l'onduleur. On posera $T' = 1/f'$ et $\omega' = 2\pi f'$, respectivement période et pulsation de l'onduleur;
- souvent, d'imposer la valeur efficace $\mathbf{V'}$ de la tension de sortie, ou la valeur efficace $\mathbf{I'}$ du courant de sortie. On rappelle que l'on note en **caractères gras les valeurs efficaces des grandeurs caractéristiques** d'une source alternative.

Très important : La valeur efficace $\mathbf{V'}$ de la tension ou $\mathbf{I'}$ du courant de sortie d'un onduleur ne concerne en fait que le **fondamental** des grandeurs correspondantes. C'est en effet le fondamental qui compte comme grandeur caractéristique de la source équivalente en sortie de l'onduleur.
Si l'on considère la valeur efficace de la tension de sortie $v_m(t)$, on la note $V_{m\ eff} \geq \mathbf{V'}$ et de même le courant $I_{m\ eff} \geq \mathbf{I'}$.
Le classement des onduleurs dépend essentiellement :

- de la nature des sources reliées entre elles : tension ou courant;
- du mode de commande des interrupteurs, ce qui détermine les formes d'onde (modulée) de la tension $v_m(t)$ ou du courant $i_m(t)$.

Les onduleurs sont en pratique de deux types :

- la source **est de tension** continue U imposée (> 0), et un échange de puissance positif ou négatif existe avec la source alternative (monophasée ou triphasée) **de courant** de valeur efficace $\mathbf{I}$. L'onduleur est de **tension réversible en courant**. Il fournit généralement une tension de valeur efficace réglable $\mathbf{V'}$. La conversion est effectivement de type $(U) \rightarrow (\mathbf{V'}, f')$. C'est la plus utilisée des deux;
- la source **est de courant** continu I imposé (> 0), et un échange de puissance positif ou négatif existe avec la source alternative (monophasée ou triphasée) **de tension** de valeur efficace $\mathbf{V}$. L'onduleur est de type **courant réversible en tension**. Il fournit un courant de valeur efficace réglable $\mathbf{I'}$. La conversion est de type $(I) \rightarrow (\mathbf{I'}, f')$.

On passe d'un convertisseur à l'autre par **dualité** en intervertissant les sources de tension et de courant d'une part, le transistor dual et le transistor simple d'autre part.
Les formes d'onde des grandeurs de sortie $v_m(t)$ ou $i_m(t)$ des onduleurs sont la conséquence :

- soit d'une commande simple, applicable à des onduleurs monophasés ou triphasés;
- soit d'une commande décalée, applicable à des onduleurs monophasés;
- soit d'une commande en modulation de largeur d'impulsion à angles précalculés applicable à des onduleurs monophasés ou triphasés;
- soit d'une commande en modulation de largeur d'impulsion à « intersection sinus-triangle » applicable à des onduleurs monophasés ou triphasés;

– soit d'une commande en modulation de largeur d'impulsion vectorielle applicable à des onduleurs triphasés. Ce type de modulation est étudié au chapitre 7.

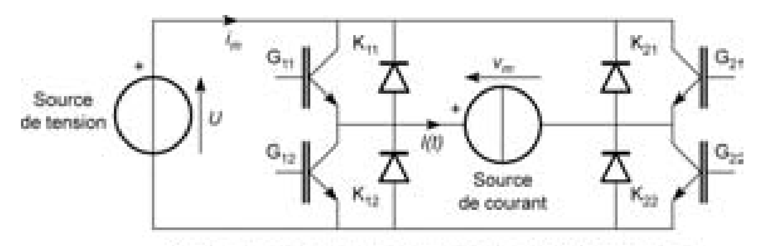
5.3.2 L'onduleur monophasé de tension

■ Présentation

L'onduleur autonome de tension réalise une conversion réversible continu-alternatif, de type $(U) \leftrightarrow (V', f')$, avec $U > 0$.
Plusieurs montages sont possibles, par exemple en utilisant un transformateur (voir chapitre 6).
Les deux montages de principe de **l'onduleur monophasé autonome de tension** sont :
– l'onduleur en pont complet (ou en « H »), représenté à la *figure 5.6*;
– l'onduleur en demi-pont, représenté à la *figure 5.11*.

■ Onduleur en pont complet

Considérons la *figure 5.6*.



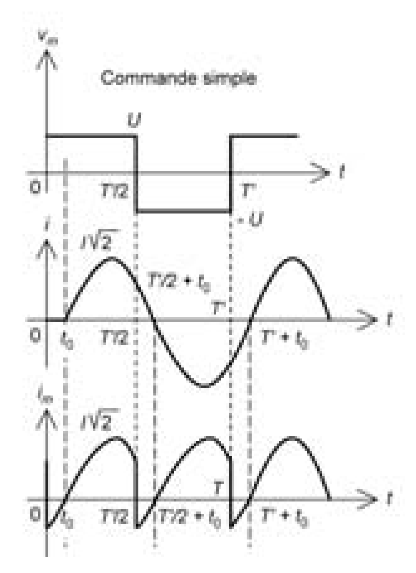


Figure 5.6 – Montage de l'onduleur monophasé de tension en pont complet.

Les sources de tension continue et de courant alternatif sont parfaites :

– la tension U reste constante pour toute valeur positive ou négative, et toute évolution du courant $i_m(t)$;
– la valeur efficace $\boldsymbol{I}$ du courant reste constante pour toute valeur et toute évolution de la tension $v_m(t)$.

En fonctionnement normal, la source U est génératrice et la source $\boldsymbol{I}$ est réceptrice.
On désigne par f_{ij} le signal de commande (ou fonction de connexion : voir § 2.1.4) de l'interrupteur K_{ij}.
Plusieurs modes de commande sont envisageables. On admet que le courant $i(t)$ est sinusoïdal :

$$i(t) = \boldsymbol{I}\sqrt{2}\sin(\omega' t - \varphi)$$

☐ La commande simple

Elle est identique à celle du hacheur à 4 quadrants dans le cas particulier où le rapport cyclique est $\alpha = ½$.
On impose alors les fonctions de conversion suivantes :

– $f_{11} = f_{22} = 1$ durant $T'/2$ (première demi-période) modulo T' et égaux à « 0 » sinon ;
– $f_{12} = f_{21} = 1$ durant $T'/2$ (deuxième demi-période) modulo T' et égaux à « 0 » sinon.

Les formes d'onde obtenues sont représentées à la *figure 5.6*, en particulier celle de $i_m(t)$. On pose $\omega' t_0 = \varphi$.
On démontre que :

– $V_{m\,eff} = U$: valeur efficace de $v_m(t)$;
– $V' = U\dfrac{2\sqrt{2}}{\pi}$: valeur efficace du **fondamental** de $v_m(t)$;
– $< i_m > = \boldsymbol{I}\dfrac{2\sqrt{2}}{\pi}\cos\varphi$;
– $< p > = P = U\boldsymbol{I}\dfrac{2\sqrt{2}}{\pi}\cos\varphi$: puissance active en W ;
– $Q = U\boldsymbol{I}\dfrac{2\sqrt{2}}{\pi}\sin\varphi$: puissance réactive en sortie en VAR ;
– $S = U\boldsymbol{I}$ puissance apparente en sortie en VA ;
– $f_u = \dfrac{P}{S} = \dfrac{2\sqrt{2}}{\pi}\cos\varphi$: facteur d'utilisation de l'onduleur ($0 \leq f_u \leq 1$) ;
– $D = \sqrt{S^2 - \left(P^2 + Q^2\right)} = U\boldsymbol{I}\sqrt{1 - \dfrac{8}{\pi^2}}$: puissance déformante en VAD ;
– $f_D = \dfrac{D}{S} = \sqrt{1 - \dfrac{8}{\pi^2}}$: facteur déformant de l'onduleur ($0 \leq f_D \leq 1$).

B

CONVERTISSEURS : DESCRIPTION

On remarque, qu'à U **et** I **imposés**, il est impossible de régler le transfert de puissance (voir formulaire *tableau 5.2*).

☐ La commande décalée

On impose alors les signaux représentés à la *figure 5.7*. On introduit $\theta = \omega' t$.

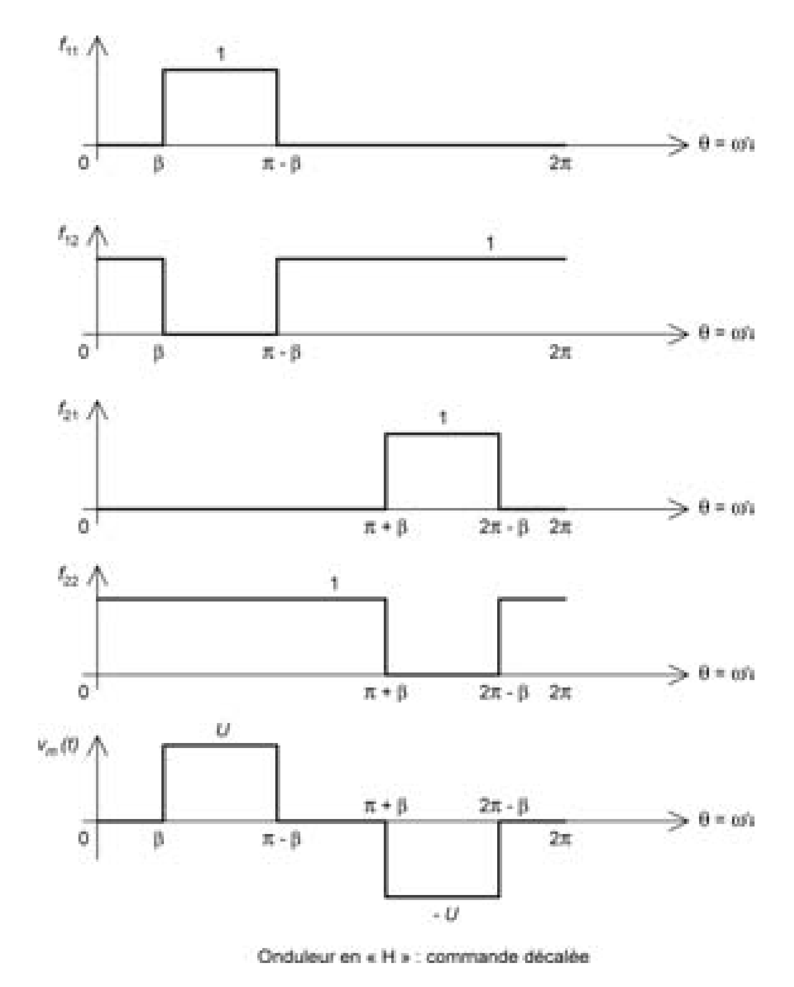


Figure 5.7 – Commande décalée de l'onduleur monophasé de tension en pont complet.

– $f_{11} = 1$ durant $[\beta ; \pi - \beta]$ (première demi-période) modulo 2π et égal à « 0 » sinon ;

– $f_{12} = \overline{f_{11}}$ commande complémentaire ;

– $f_{21} = 1$ durant $[\pi + \beta ; 2\pi - \beta]$ (deuxième demi-période) modulo 2π et égal à « 0 » sinon ;

– $f_{22} = \overline{f_{21}}$ commande complémentaire.

On démontre que :

– $V_{m\,eff} = U\sqrt{1 - \frac{2\beta}{\pi}}$: valeur efficace de $v_m(t)$;

– $V' = U\frac{2\sqrt{2}}{\pi}\cos\beta$: valeur efficace du **fondamental** de $v_m(t)$;

– $< i_m > = I\frac{2\sqrt{2}}{\pi}\cos\beta\cos\varphi$;

– $< p > = P = UI\frac{2\sqrt{2}}{\pi}\cos\beta\cos\varphi$ *:* puissance active en W ;

– $Q = UI\frac{2\sqrt{2}}{\pi}\cos\beta\sin\varphi$: puissance réactive en sortie en VAR ;

– $S = UI\sqrt{1 - \frac{2\beta}{\pi}}$ puissance apparente en sortie en VA ;

– $f_u = \frac{P}{S} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi\sqrt{1 - \frac{2\beta}{\pi}}}\cos\beta\cos\varphi$: facteur d'utilisation de l'onduleur ($0 \leq f_u \leq 1$) ;

On remarque, qu'à U **et** I **imposés**, il est ici possible de régler le transfert de puissance en agissant sur $\cos\beta$ (voir formulaire *tableau 5.2*).

☐ La commande unipolaire à angles précalculés

On impose alors les signaux représentés à la *figure 5.8*. On rappelle que $\theta = \omega' t$.
Les commandes sont prévues pour réduire le plus possible les harmoniques de rang impair et de faible rang en choisissant judicieusement les angles de commande.

– $f_{11} = 1$ durant $[\beta_1 ; \beta_2]$; puis $[\beta_3 ; \beta_4]$; puis $[\beta_5 ; \pi - \beta_5]$; puis $[\pi - \beta_4 ; \pi - \beta_3]$; puis $[\pi - \beta_2 ; \pi - \beta_1]$; (première demi-période) modulo 2π ; et égal à « 0 » sinon ;
– $f_{12} = \overline{f_{11}}$ commande complémentaire ;
– $f_{21} = 1$ durant $[\pi + \beta_1 ; \pi + \beta_2]$; puis $[\pi + \beta_3 ; \pi + \beta_4]$; puis $[\pi + \beta_5 ; 2\pi - \beta_5]$; puis $[2\pi - \beta_4 ; 2\pi - \beta_3]$; puis $[2\pi - \beta_2 ; 2\pi - \beta_1]$; (deuxième demi-période) modulo 2π ; et égal à « 0 » sinon ;
– $f_{22} = \overline{f_{21}}$ commande complémentaire.

On choisit $\beta_1 = 18{,}17°$; $\beta_2 = 26{,}64°$; $\beta_3 = 36{,}87°$; $\beta_4 = 52{,}90°$; $\beta_5 = 56{,}69°$.
Le fondamental est légèrement inférieur à celui qui est obtenu par la commande simple. On obtient $V' = 0{,}722U$.
On élimine ainsi pratiquement tous les premiers harmoniques jusqu'à l'harmonique de rang 13. On obtient $V_{13} = 0{,}132U$.
En choisissant les valeurs ci-dessus pour les cinq angles, on démontre que :

– $V_{m\,eff} = 0{,}801U$: valeur efficace de $v_m(t)$;
– $V' = 0{,}722U$ *:* valeur efficace du **fondamental** de $v_m(t)$;
– $< i_m > = 0{,}722 I\cos\varphi$;

B

CONVERTISSEURS : DESCRIPTION

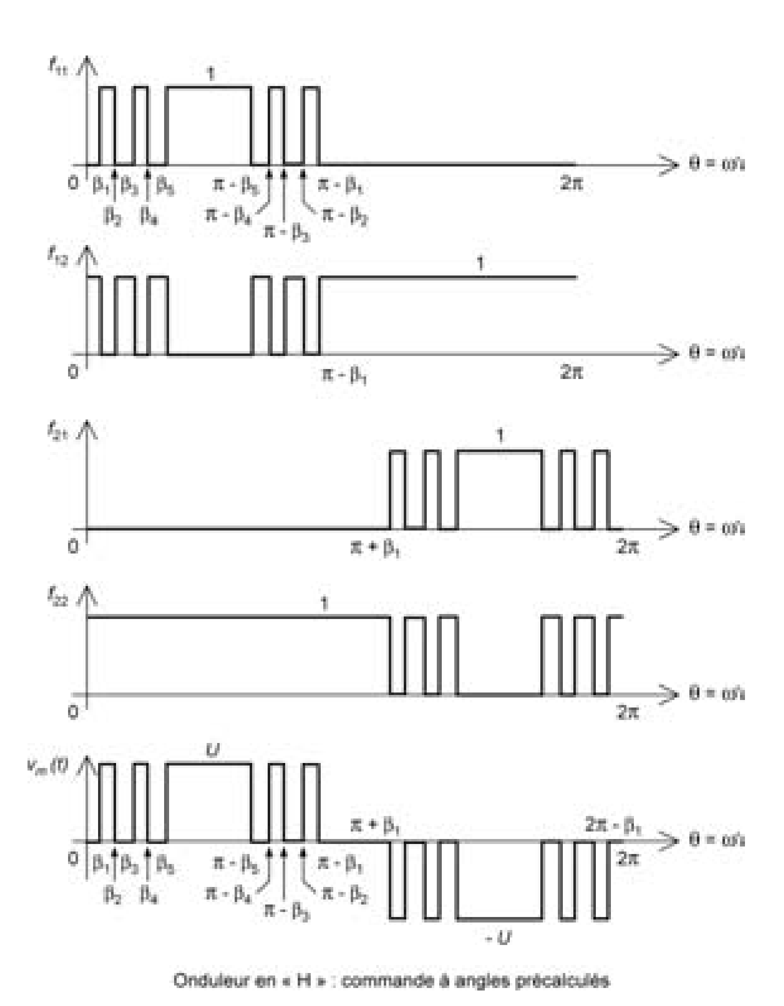


Figure 5.8 – Commande à angles précalculés de l'onduleur monophasé de tension en pont complet.

– $<p> = P = 0{,}722\,UI\cos\varphi$: puissance active en W;
– $Q = 0{,}722\,UI\sin\varphi$: puissance réactive en sortie en VAR;
– $S = 0{,}801\,UI$ puissance apparente en sortie en VA;
– $f_u = \dfrac{P}{S} = 0{,}901\cos\varphi$: facteur d'utilisation de l'onduleur ($0 \leq f_u \leq 1$).

On remarque, qu'à U **et** I **imposés**, il est impossible de régler le transfert de puissance (voir formulaire *tableau 5.2*).

☐ **La commande unipolaire à angles précalculés avec réglage du transfert de puissance**

On impose alors les signaux $f'_{11}(t)$ et $f'_{21}(t)$ obtenus de la manière suivante :
– on utilise les commandes $f_{11}(t)$ et $f_{21}(t)$ représentées à la *figure 5.8*;
– on les multiplie par la fonction « découpage » $d_\alpha(t)$ à rapport cyclique α réglable de période T_e.

Tableau 5.2 – Formulaire des commandes simples des onduleurs de tension monophasés à pont complet.

	$V_{m\ eff}$	f_h	Réglage de V'	V'	$< i_m >$
Commande simple (pleine onde)	U	$3f'$	Aucun	$\frac{2U\sqrt{2}}{\pi}$	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \boldsymbol{I} \cos\varphi$
Commande décalée	$U\sqrt{1-\frac{2\beta}{\pi}}$	$3f'$	$0 < \cos\beta < 1$	$\frac{2U\sqrt{2}}{\pi}\cos\beta$	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \boldsymbol{I} \cos\beta \cos\varphi$
MLI à 5 angles précalculés	$0{,}801U$	$13f'$	Aucun	$0{,}722U$	$0{,}722\boldsymbol{I} \cos\varphi$
MLI à 5 angles précalculés avec réglage	$0{,}801U\sqrt{\alpha}$	$13f'$	$0 < \alpha < 1$	$0{,}722\alpha U$	$0{,}722\alpha\boldsymbol{I} \cos\varphi$

	P	Q (côté alternatif)	S (côté alternatif)
Commande simple (pleine onde)	$\frac{2U\sqrt{2}}{\pi} \boldsymbol{I} \cos\varphi$	$\frac{2U\sqrt{2}}{\pi} \boldsymbol{I} \sin\varphi$	$U\boldsymbol{I}$
Commande décalée	$\frac{2U\sqrt{2}}{\pi} \boldsymbol{I} \cos\beta \cos\varphi$	$\frac{2U\sqrt{2}}{\pi} \boldsymbol{I} \cos\beta \sin\varphi$	$U\sqrt{1-\frac{2\beta}{\pi}}\,\boldsymbol{I}$
MLI à 5 angles précalculés	$0{,}722U\boldsymbol{I} \cos\varphi$	$0{,}722U\boldsymbol{I} \sin\varphi$	$0{,}801U\boldsymbol{I}$
MLI à 5 angles précalculés avec réglage	$0{,}722\alpha U\boldsymbol{I} \cos\varphi$	$0{,}722\alpha U\boldsymbol{I} \sin\varphi$	$0{,}801\sqrt{\alpha}\, U\boldsymbol{I}$

On a alors :

– $f'_{11} = f_{11} \times d_\alpha(t)$;
– $f'_{12} = \overline{f'_{11}}$ commande complémentaire ;
– $f'_{21} = f_{21} \times d_\alpha(t)$;
– $f'_{22} = \overline{f'_{21}}$ commande complémentaire.

On s'arrange pour que la période T_e de découpage soit très faible devant la période T' de l'onduleur (comme on le verra par la suite en modulation de largeur d'impulsions : $T_e << T'$).

On obtient alors :

– $V_{m\ eff} = 0{,}801\sqrt{\alpha}\,U$: valeur efficace de $v_m(t)$;
– $V' = 0{,}722\alpha U$: valeur efficace du **fondamental** de $v_m(t)$;
– $< i_m > = 0{,}722 I \cos\varphi$;
– $< p > = P = 0{,}722\alpha\ UI \cos\varphi$: puissance active en W ;
– $Q = 0{,}722\alpha\ UI \sin\varphi$: puissance réactive en sortie en VAR ;
– $S = 0{,}801\sqrt{\alpha}\ UI$: puissance apparente en sortie en VA ;
– $f_u = \dfrac{P}{S} = 0{,}901\sqrt{\alpha}\cos\varphi$: facteur d'utilisation de l'onduleur ($0 \leq f_u \leq 1$).

À tension U et courant I **imposés**, il est alors possible de régler le transfert de puissance en agissant sur le rapport cyclique α réglable.

Formulaire (voir tableau 5.2*)*

On désigne par :

– $V_{m\ eff}$ la valeur efficace de la tension alternative $v_m(t)$ de sortie ;
– U la tension continue d'alimentation ;
– $i(t) = I\sqrt{2}\sin(\omega' t - \varphi)$;
– f_h la fréquence du premier harmonique « gênant » de $v_m(t)$;
– V' la valeur efficace du fondamental de $v_m(t)$;
– $< i_m >$ la valeur moyenne de $i_m(t)$.

On n'a présenté dans le *tableau 5.2* que les grandeurs considérées comme essentielles.

☐ **La commande à modulation de largeur d'impulsions bipolaire**

Ce type de modulation est peu utilisé sur les onduleurs à pont complet.

On impose alors aux interrupteurs les commandes suivantes :

– le signal $f_{11}(t)$ représenté à la *figure 5.9* ;
– le signal $f_{22}(t) = f_{11}(t)$;
– les signaux $f_{21}(t) = f_{12}(t) = \overline{f_{11}(t)}$.

Voir aussi l'Annexe mathématique.

On a $g(t)$ sinusoïdale, définie de la manière suivante :

$$g(t) = G\sqrt{2}\,\sin(\omega' t)$$

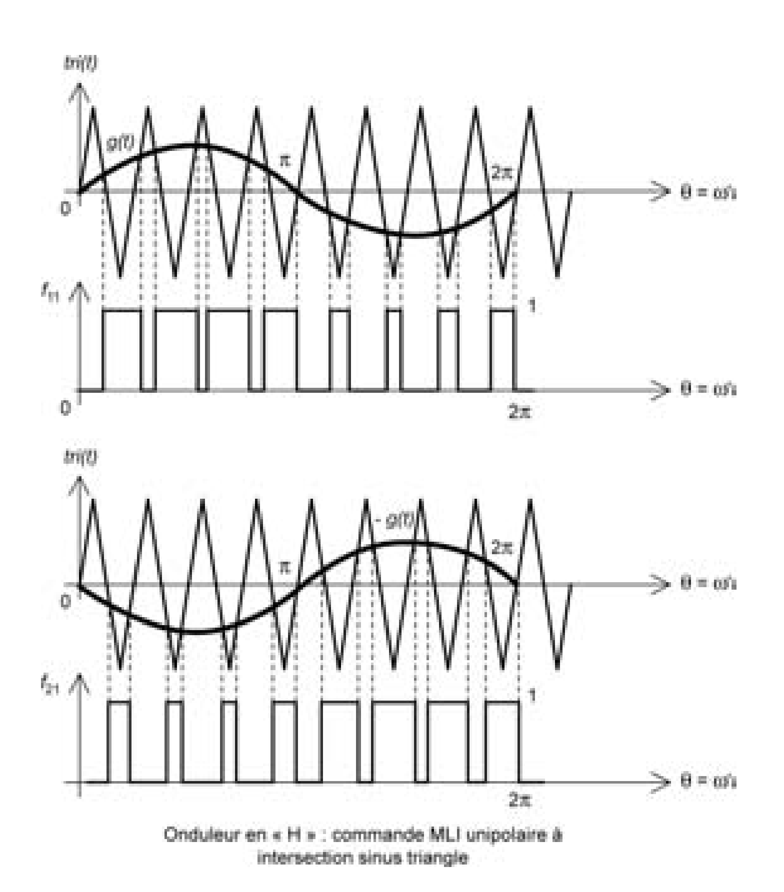


Figure 5.9 – Commande en modulation de largeur d'impulsions (MLI) d'un onduleur monophasé de tension en pont complet.

avec $0 \leq G \leq \frac{1}{\sqrt{2}}$ appelé **taux de modulation** qui est une grandeur de réglage de la valeur efficace V' du fondamental de la tension de sortie de l'onduleur.
Il est également possible d'écrire :

$$f_{11}(t) = ½\,[\text{sign}(g(t) - tri(t)) + 1]$$

La fonction $tri(t)$ est de période T_e tandis que la tension de sortie $v_m(t)$ est de période $T' >> T_e$.

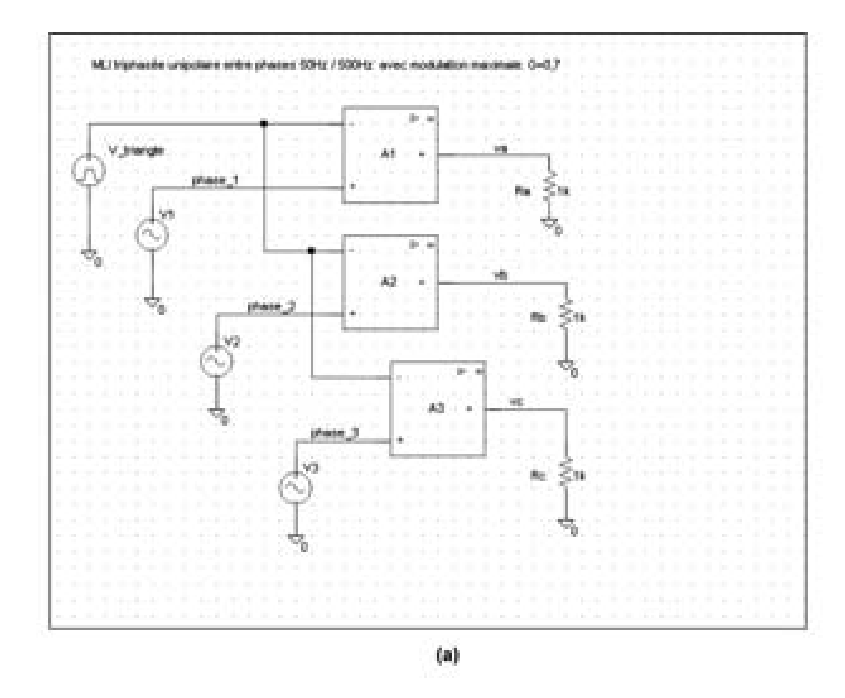
En réalité, dans la plupart des cas, la commande est numérique. Le rapport $M = \frac{T'}{T_e}$ appelé **indice de modulation** est un nombre entier très élevé et généralement multiple de 4 pour respecter les symétries.
On veut obtenir des formes d'onde impulsionnelles telles que la **valeur moyenne locale à la séquence *n*** de $v_m(t)$ calculée sur la période T_e s'identifie à la fonction génératrice $g(t)$ de la MLI. Cela donne :

$$< v_m(t) >_{Te} = g(nT_e) \times U = g(n) \times U$$

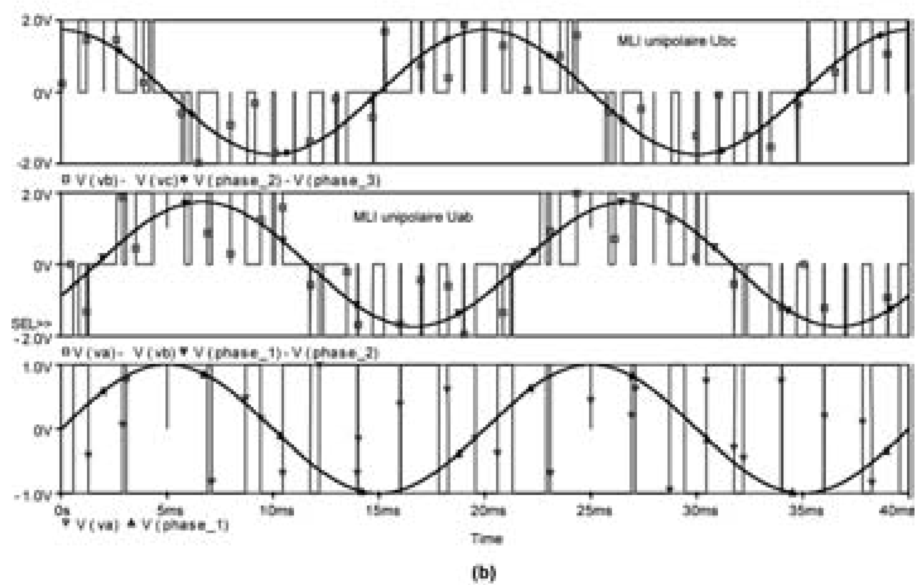
B

CONVERTISSEURS : DESCRIPTION

où n est un **entier relatif** ($\in$ Z) représentant le « numéro » de la séquence. En fait le temps continu noté t est remplacé par un temps « de découpage discret » ou **impulsionnel** noté nT_e (voir aussi l'Annexe).

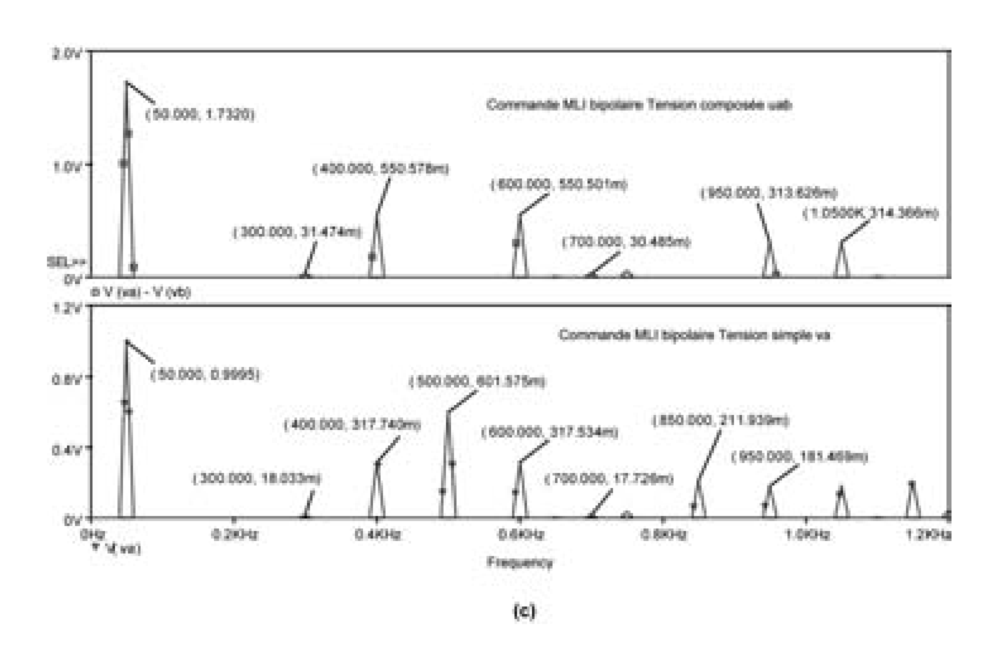


(a)



(b)

Figures 5.10a, b et c – Simulation sur PSPICE de la commande en modulation de largeur d'impulsions (MLI) d'un onduleur triphasé de tension.



(c)

On peut également considérer que la fonction $f_{11}(t)$ est celle d'une commande $d_{\alpha}(t)$ de **hacheur 4Q**, de période T_e, de rapport cyclique α variable telle que $2\alpha(n) - 1 = g(n)$.

Les formes d'ondes obtenues sont réalisées sur le logiciel PSPICE (voir *figure 5.10a*, *b* et *c*).

Le signal modulant est sinusoïdal de fréquence 50 Hz, avec $G = 0{,}707$. La porteuse est un signal triangulaire d'amplitude 1 et de fréquence 500 Hz. On a représenté une tension simple $v_a(t)$, deux tensions composées $u_{ab}(t)$ et $u_{bc}(t)$ ainsi que leur spectre de Fourier. On constate :

– que les tensions composées sont de type MLI unipolaire;
– que les tensions « simples » sont de type MLI bipolaire;
– que l'analyse de Fourier d'une tension « simple » fait apparaître non seulement la raie du signal « modulant » $g(t)$ à la fréquence 50 Hz mais aussi la raie à 500 Hz correspondant à la porteuse. Autour de cette porteuse, on remarque les raies à $500 \pm 2 \times 50$ Hz, soit 400 Hz et 600 Hz.

Les relations donnant les principales grandeurs électriques intervenant dans cet onduleur sont indiquées dans le *tableau 5.3*.

☐ La commande à modulation de largeur d'impulsions unipolaire

Ce type de modulation est très pratique pour les onduleurs à pont complet.

On impose alors aux interrupteurs les commandes suivantes :

– le signal $f_{11}(t)$ représenté à la *figure 5.9*;
– le signal $f_{12}(t) = \overline{f_{11}(t)}$;



– le signal $f_{21}(t)$ représenté à la *figure 5.9*;

– le signal $f_{22}(t) = \overline{f_{21}(t)}$.

Voir aussi l'Annexe mathématique.

On a $g(t)$ sinusoïdale, avec $0 \leq G \leq \frac{1}{\sqrt{2}}$ **taux de modulation** qui permet le réglage de la valeur efficace V' du fondamental de la tension de sortie de l'onduleur.
Il est également possible d'écrire :

$$f_{11}(t) = ½[\text{sign}(g(t) - tri(t)) + 1]$$
$$f_{21}(t) = ½[\text{sign}(-g(t) - tri(t)) + 1]$$

La fonction $tri(t)$ est de période T_e. La tension de sortie $v_m(t)$ est de période $T' >> T_e$.
En réalité, dans la plupart des cas, la commande est numérique. On rappelle que le rapport $M = \frac{T'}{T_e}$ appelé **indice de modulation** est un nombre entier très élevé, et généralement multiple de 4.
Comme précédemment, on a la valeur moyenne locale à la séquence *n :*

$$< v_m(t) >_{Te} = g(nT_e) \times U = g(n) \times U$$

où n est un **entier relatif** ($\in$ Z).
On peut également considérer que :

– la fonction $f_{11}(t)$ est celle d'une commande $d_{11\alpha}(t)$ de **hacheur 4Q**, de période T_e, de rapport cyclique α_{11} variable telle que $2\alpha_{11}(n) - 1 = g(n)$;
– la fonction $f_{21}(t)$ est celle d'une commande $d_{21\alpha}(t)$ de **hacheur 4Q**, de période T_e, de rapport cyclique α_{21} variable telle que $2\alpha_{21}(n) - 1 = -g(n)$.

Le résultat est que la période de découpage de $v_m(t)$ est de $T_e/2$. **La numérotation est « doublée » :** la période T' de $v_m(t)$ correspond à n variant de **0 à 2*M*.**
On peut considérer alors que :

– $v_m(t) = d_\alpha(t) \times U$, avec $\alpha(n) = G\sqrt{2}\left|\sin\left(2\pi\frac{n}{2M}\right)\right|$ pour $n \in [0; M]$ modulo $2M$;

– $v_m(t) = d_\alpha(t) \times (-U)$, avec $\alpha(n) = G\sqrt{2}\left|\sin\left(2\pi\frac{n}{2M}\right)\right|$ pour $n \in [M; 2M]$ modulo $2M$.

N.B. : ici $d_\alpha(t)$ est de période $T_e/2$.
En définitive :

$$\alpha(n) = G\sqrt{2}\left|\sin\left(\pi\frac{n}{M}\right)\right|$$

Tableau 5.3 – Formulaire de l'onduleur de tension monophasé à pont complet commande en modulation de largeur d'impulsions.

Caractérisation	MLI bipolaire	MLI unipolaire
$\alpha(n)$ rapport cyclique en fonction de n $T' = M \times T_e$	$\alpha(n) = \dfrac{G\sqrt{2}\sin\left(2\pi\frac{n}{M}\right)+1}{2}$	$\alpha(n) = G\sqrt{2}\left\|\sin\left(\pi\frac{n}{M}\right)\right\|$
$v_m(t)$: tension obtenue après modulation	$v_m(t) = U \times \text{sign}[g(t) - tri(t)]$	$vm(t) = \frac{U}{2} \times \{\text{sign}[g(t) - tri(t)] - \text{sign}[-g(t) - tri(t)]\}$
Valeurs de $v_m(t)$	$-U; +U$	$-U; 0; +U$
Harmonique f_h	Environ F_e	Environ 2 F_e
Valeur de ***V'***	$G\,U$	$G\,U$
Puissance active P	$G\,\boldsymbol{UI}\cos\varphi$	$G\,\boldsymbol{UI}\cos\varphi$
Puissance réactive Q	$G\,\boldsymbol{UI}\sin\varphi$	$G\,\boldsymbol{UI}\sin\varphi$
$V_{m\ eff}$	U	$U\sqrt{\frac{2\sqrt{2}}{\pi}} \times \sqrt{G} = 0{,}948\,U\sqrt{G}$
$< i_m >$	$G\boldsymbol{I}\cos\varphi$	$G\boldsymbol{I}\cos\varphi$
Puissance apparente S (VA)	$\boldsymbol{UI}$	$0{,}948\,U\sqrt{G}\,\boldsymbol{I}$
Puissance déformante D (VAD)	$\boldsymbol{UI}\sqrt{1-G^2}$ varie entre $\boldsymbol{UI}$ et $\boldsymbol{I}\frac{U}{\sqrt{2}}$ valeur maximale obtenue pour $G = 0$	$\boldsymbol{I}U\sqrt{\frac{2\sqrt{2}}{\pi}G - G^2}$ varie entre 0 et $\boldsymbol{I}\frac{U}{\pi}\sqrt{2}$ valeur maximale obtenue pour $G = \frac{\sqrt{2}}{\pi}$

Les formes d'ondes obtenues sont réalisées sur le logiciel PSPICE (voir *figures 5.10*). Dans ce cas on ne s'intéresse qu'à la tension « simple » d'un onduleur triphasé.
Les relations donnant les principales grandeurs électriques intervenant dans cet onduleur sont indiquées dans le *tableau 5.3*.

Formulaire

On désigne par :

– $V_{m\ eff}$ la valeur efficace de la tension alternative $v_m(t)$ de sortie;
– U la tension continue d'alimentation;
– $i(t) = I\sqrt{2}\sin(\omega' t - \varphi)$;
– V' la valeur efficace du fondamental de $v_m(t)$;
– f_h la fréquence du premier harmonique « gênant » de $v_m(t)$;
– $< i_m >$ la valeur moyenne de $i_m(t)$.

On constate que l'onduleur à MLI unipolaire a, par rapport à l'onduleur à MLI bipolaire :

– un facteur d'utilisation $f_u = P/S$ plus élevé;
– une puissance déformante D plus faible, et qui tend vers 0 lorsque G tend vers 0.

■ Onduleur en demi-pont

Considérons la *figure 5.11*.
Les sources de tension continue et de courant alternatif sont parfaites :

– les deux sources de tension $U/2$ restent constantes pour toute valeur positive ou négative, et toute évolution des courants $i_{m1}(t)$ et $i_{m2}(t)$;
– la valeur efficace I du courant reste constante pour toute valeur et toute évolution de la tension $v_m(t)$.

En fonctionnement normal, les sources de tension sont génératrices et la source I est réceptrice.
Plusieurs modes de commande sont envisageables. On admet que le courant $i(t)$ est sinusoïdal :

$$i(t) = I\sqrt{2}\sin(\omega' t - \varphi)$$

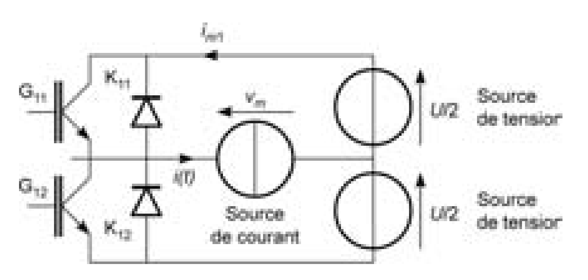
□ La commande simple

Elle est identique à celle du hacheur à 4 quadrants dans le cas particulier où le rapport cyclique est $\alpha = ½$, avec seulement deux interrupteurs.
On impose alors les signaux suivants :

– $f_{11} = 1$ durant $T'/2$ (première demi-période) modulo T' et égaux à « 0 » sinon;
– $f_{12} = 1$ durant $T'/2$ (deuxième demi-période) modulo T' et égaux à « 0 » sinon.

Les formes d'onde obtenues sont représentées à la *figure 5.11*, en particulier celle de $i_{m1}(t)$. On pose $\omega' t_0 = \varphi$.
On démontre que :

– $V_{m\ eff} = U/2$: valeur efficace de $v_m(t)$;



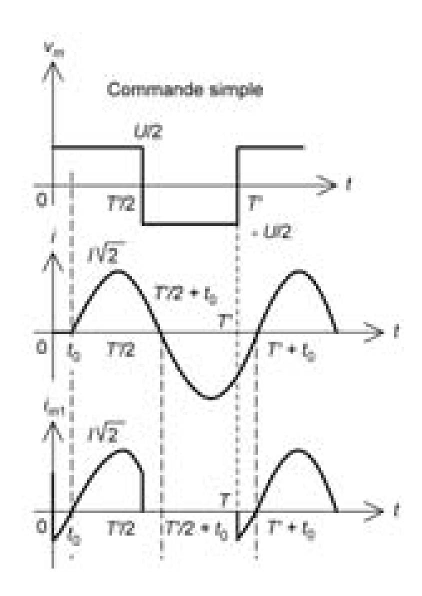


Figure 5.11 – Montage de l'onduleur monophasé de tension en demi-pont.

– $V' = U\dfrac{\sqrt{2}}{\pi}$: valeur efficace du **fondamental** de $v_m(t)$;

– $< i_{m1} > = I\dfrac{\sqrt{2}}{\pi}\cos\varphi$: valeur moyenne du courant fourni ou reçu par chacune des sources de tension ;

– $< p > = P = UI\dfrac{\sqrt{2}}{\pi}\cos\varphi$: puissance active en W ;

– $Q = UI\dfrac{\sqrt{2}}{\pi}\sin\varphi$: puissance réactive en sortie en VAR ;

– $S = UI/2$ puissance apparente en sortie en VA ;

– $f_u = \dfrac{P}{S} = \dfrac{2\sqrt{2}}{\pi}\cos\varphi$: facteur d'utilisation de l'onduleur ($0 \leq f_u \leq 1$) ;

– $D = \sqrt{S^2 - \left(P^2 + Q^2\right)} = UI\dfrac{1}{2}\sqrt{1 - \dfrac{8}{\pi^2}}$: puissance déformante en VAD ;

– $f_D = \dfrac{D}{S} = \sqrt{1 - \dfrac{8}{\pi^2}}$: facteur déformant de l'onduleur ($0 \leq f_D \leq 1$) ;

On remarque, qu'à U **et** $\boldsymbol{I}$ **imposés**, il est impossible de régler le transfert de puissance.

☐ La commande à modulation de largeur d'impulsions bipolaire

Ce type de modulation est la seule possible sur les onduleurs à demi-pont.

On impose alors aux interrupteurs les commandes suivantes :

– le signal $f_{11}(t) = ½ \, [\mathrm{sign}(g(t) - tri(t)) + 1]$ représenté à la *figure 5.9*. La fonction $tri(t)$ est de période T_e;

– le signal $f_{12}(t) = \overline{f_{11}(t)}$.

La fonction génératrice $g(t)$ est sinusoïdale, et le **taux de modulation** G est une grandeur de réglage de la valeur efficace V' du fondamental de la tension de sortie $v_m(t)$ de l'onduleur. Elle est de période $T' >> T_e$.

Lorsque la commande est numérique, le rapport $M = \dfrac{T'}{T_e}$ appelé **indice de modulation** est un nombre entier très élevé.

Cela donne la **valeur moyenne locale à la séquence** $\boldsymbol{n}$ **:**

$$< v_m(t) >_{Te} = g(nT_e) \times U/2 = g(n) \times U/2$$

où n est un **entier relatif** ($\in$ Z).

On démontre que :

– $V_{m\ eff} = U/2$: valeur efficace de $v_m(t)$;
– $V' = G(U/2)$: valeur efficace du **fondamental** de $v_m(t)$;
– $< i_{m1} > = (G/2)\, \boldsymbol{I} \cos\varphi$: valeur moyenne du courant fourni ou reçu par chacune des sources de tension ;
– $< p > = P = G(U/2)\, \boldsymbol{I} \cos\varphi$: puissance active en W ;
– $Q = G(U/2)\, \boldsymbol{I} \sin\varphi$: puissance réactive en sortie en VAR ;
– $S = U\boldsymbol{I}/2$ puissance apparente en sortie en VA ;
– $f_u = \dfrac{P}{S} = G \cos\varphi$: facteur d'utilisation de l'onduleur ($0 \leq f_u \leq 1$).

5.3.3 L'onduleur monophasé de courant

L'onduleur autonome de courant réalise une conversion réversible continu-alternatif, de type $(I) \leftrightarrow (\boldsymbol{I}', f')$ avec $I > 0$. On se limite ici au montage en pont complet (ou en « H »), représenté à la *figure 5.12*.

Cet onduleur est le « dual » de l'onduleur de tension, à ceci près que les diodes ne sont plus nécessaires en pratique.

Considérons la *figure 5.12*.

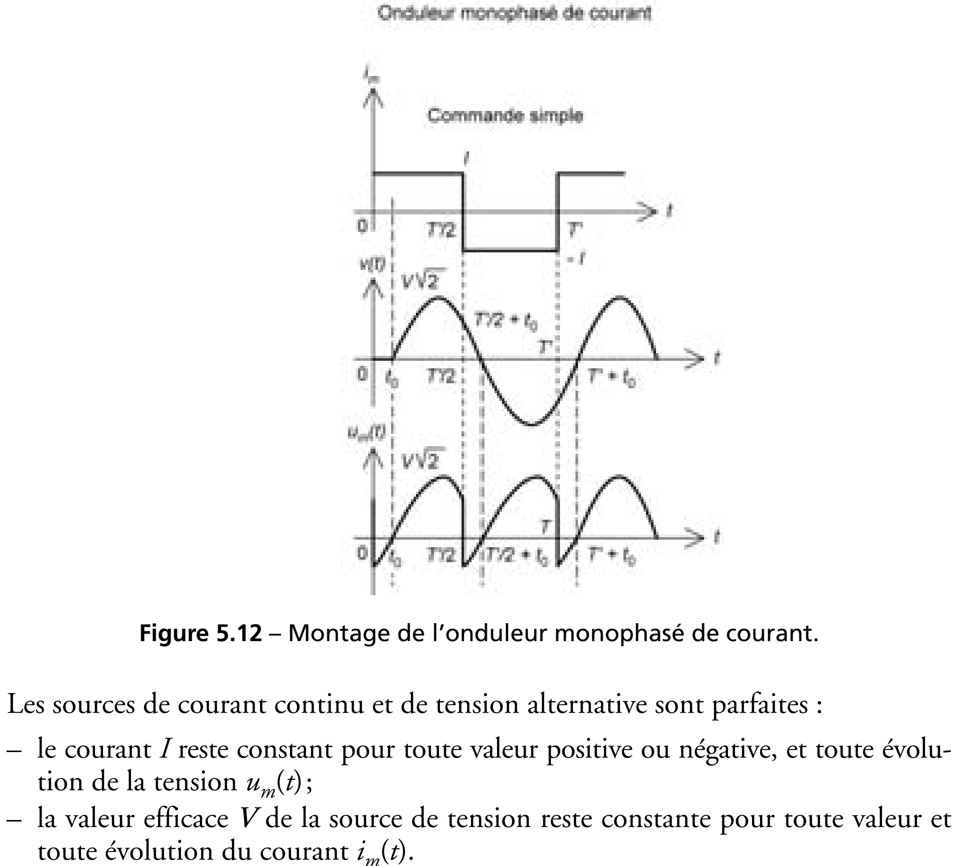


Figure 5.12 – Montage de l'onduleur monophasé de courant.

Les sources de courant continu et de tension alternative sont parfaites :

– le courant I reste constant pour toute valeur positive ou négative, et toute évolution de la tension $u_m(t)$;
– la valeur efficace V de la source de tension reste constante pour toute valeur et toute évolution du courant $i_m(t)$.

En fonctionnement normal, la source I est génératrice et la source V est réceptrice. On désigne encore par f_{ij} le signal de commande de l'interrupteur K_{ij}.

Plusieurs modes de commande sont envisageables. On admet que la tension $v(t)$ est sinusoïdale :

$$v(t) = V\sqrt{2}\sin(\omega' t - \varphi)$$

☐ La commande simple

Elle est « duale » à celle de l'onduleur monophasé de tension en commande simple. On impose alors les signaux suivants :

– $f_{11} = 1$ durant $T'/2$ (première demi-période) modulo T' et égaux à « 0 » sinon ;

B

CONVERTISSEURS : DESCRIPTION

– $f_{21}(t) = \overline{f_{11}(t)}$;
– $f_{12} = 1$ durant $T'/2$ (deuxième demi-période) modulo T' et égaux à « 0 » sinon;
– $f_{22}(t) = \overline{f_{12}(t)}$.

Les formes d'onde obtenues sont représentées à la *figure 5.12*, en particulier celle de $u_m(t)$. On pose $\omega' t_0 = \varphi$.

On démontre que :
– $I_{m\,eff} = I$: valeur efficace de $i_m(t)$;
– $I' = I$: valeur efficace du **fondamental** de $i_m(t)$;
– $< u_m > = V\dfrac{2\sqrt{2}}{\pi}\cos\varphi$: valeur moyenne de $u_m(t)$;
– $< p > = P = IV\dfrac{2\sqrt{2}}{\pi}\cos\varphi$: puissance active en W;
– $Q = IV\dfrac{2\sqrt{2}}{\pi}\sin\varphi$: puissance réactive en sortie en VAR;
– $S = IV$ puissance apparente en sortie en VA;
– $f_u = \dfrac{P}{S} = \dfrac{2\sqrt{2}}{\pi}\cos\varphi$: facteur d'utilisation de l'onduleur ($0 \le f_u \le 1$).

On remarque, qu'à I **et** V **imposés**, il est impossible de régler le transfert de puissance.

☐ La commande décalée

On impose alors les signaux suivants :
– $f_{11} = 1$ durant $[\beta; \pi - \beta]$ (première demi-période) modulo 2π; égal à « 0 » sinon;
– $f_{21} = \overline{f_{11}}$ commande complémentaire;
– $f_{12} = 1$ durant $[\pi + \beta; 2\pi - \beta]$ (deuxième demi-période) modulo 2π; égal à « 0 » sinon;
– $f_{22} = \overline{f_{12}}$ commande complémentaire.

La commande est « duale » par rapport à celle de l'onduleur de tension.
On démontre que :
– $I_{m\,eff} = I\sqrt{1 - \dfrac{2\beta}{\pi}}$: valeur efficace de $i_m(t)$;
– $I' = I\dfrac{2\sqrt{2}}{\pi}\cos\beta$: valeur efficace du **fondamental** de $i_m(t)$;
– $< u_m > = V\dfrac{2\sqrt{2}}{\pi}\cos\beta\cos\varphi$;
– $< p > = P = IV\dfrac{2\sqrt{2}}{\pi}\cos\beta\cos\varphi$: puissance active en W;

– $Q = IV\frac{2\sqrt{2}}{\pi}\cos\beta\sin\varphi$: puissance réactive en sortie en VAR;

– $S = IV\sqrt{1-\frac{2\beta}{\pi}}$ puissance apparente en sortie en VA;

– $f_u = \frac{P}{S} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi\sqrt{1-\frac{2\beta}{\pi}}}\cos\beta\cos\varphi$ *:* facteur d'utilisation de l'onduleur ($0 \le f_u \le 1$).

On remarque, qu'à I **et** V **imposés**, il est possible de régler le transfert de puissance en agissant par $\cos\beta$.

☐ **La commande à modulation de largeur d'impulsions**

Elle est possible, mais rarement utilisée, sauf pour les convertisseurs de très grosse puissance nominale. On utilise généralement une MLI de courant unipolaire. On retrouve les relations du *tableau 5.3* en faisant la dualité suivante :

$$\text{Tension} \leftrightarrow \text{Courant}$$
$$U \leftrightarrow I$$
$$\boldsymbol{I} \leftrightarrow \boldsymbol{V}$$
$$\boldsymbol{V'} \leftrightarrow \boldsymbol{I'}$$
$$i_m \leftrightarrow u_m$$
$$v_m \leftrightarrow i_m$$

5.3.4 L'onduleur triphasé de tension

L'onduleur autonome de tension triphasé réalise une conversion réversible continu-alternatif, de type $(U) \leftrightarrow (\boldsymbol{V'}, f')$, avec $U > 0$.

On se limite ici au montage en trois demi-ponts représenté à la *figure 5.13*. On verra l'intérêt de cette présentation pour la commande de l'onduleur en modulation de largeur d'impulsions.

Les sources de tension continue et de courant alternatif sont parfaites :

– la tension U reste constante pour toute valeur positive ou négative, et toute évolution du courant $i_m(t)$;
– la valeur efficace $\boldsymbol{I}$ des courants $i_1(t)$, $i_2(t)$, $i_3(t)$ reste constante pour toute valeur et toute évolution de la tension $v_m(t)$.

En fonctionnement normal, la source U est génératrice et les sources $i_1(t)$, $i_2(t)$, $i_3(t)$ sont réceptrices.

On désigne toujours par f_{ij} le signal de commande de l'interrupteur K_{ij}.

On admet que les courants sont sinusoïdaux :

$$i_1(t) = \boldsymbol{I}\sqrt{2}\sin(\omega' t - \varphi)$$

B

CONVERTISSEURS : DESCRIPTION

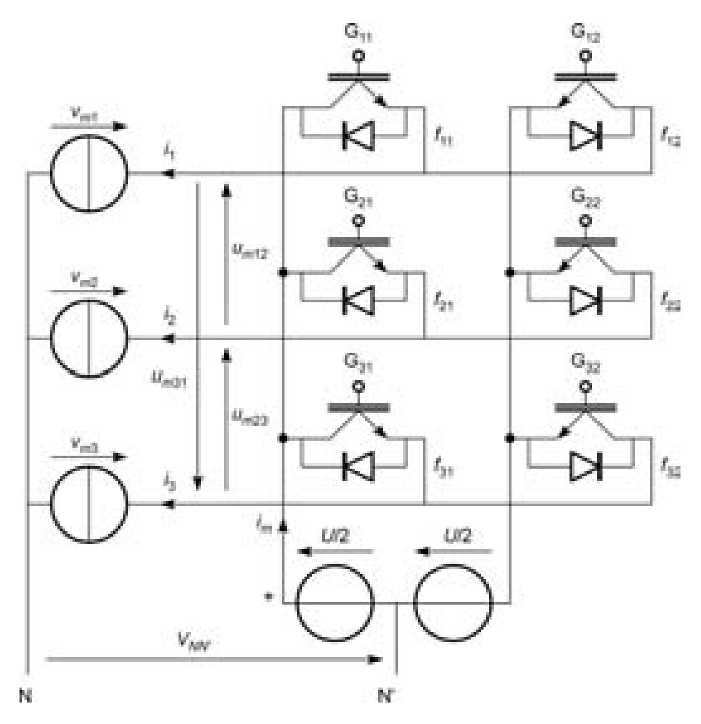


Figure 5.13 – Montage de l'onduleur triphasé de tension en trois demi-ponts.

$$i_2(t) = I\sqrt{2}\sin(\omega' t - \varphi - 2\pi/3)$$
$$i_3(t) = I\sqrt{2}\sin(\omega' t - \varphi + 2\pi/3)$$

☐ **La commande simple**

On impose alors les signaux suivants. On rappelle que $\theta = \omega' t$.

– $f_{11} = 1$ durant $[0 ; \pi]$ (première demi-période) modulo 2π et égal à « 0 » sinon ;
– $f_{12} = \overline{f_{11}}$ commande complémentaire ;
– $f_{21} = 1$ durant $[2\pi/3 ; 5\pi/3]$ modulo 2π et égal à « 0 » sinon ;
– $f_{22} = \overline{f_{21}}$ commande complémentaire ;
– $f_{31} = 1$ durant $[4\pi/3 ; 7\pi/3]$ modulo 2π et égal à « 0 » sinon ;
– $f_{32} = \overline{f_{31}}$ commande complémentaire.

Les tensions composées $u_{m12}(t)$, $u_{m23}(t)$, $u_{m31}(t)$ valent alors soit $+ U$, soit 0, soit $- U$. Sachant que $v_{m1}(t) + v_{m2}(t) + v_{m3}(t) = 0$, on démontre facilement pour les tensions simples que :

$$v_{m1}(t) = (1/3)\ [u_{m12}(t) - u_{m31}(t)]$$
$$v_{m2}(t) = (1/3)\ [u_{m23}(t) - u_{m12}(t)]$$
$$v_{m3}(t) = (1/3)\ [u_{m31}(t) - u_{m23}(t)]$$

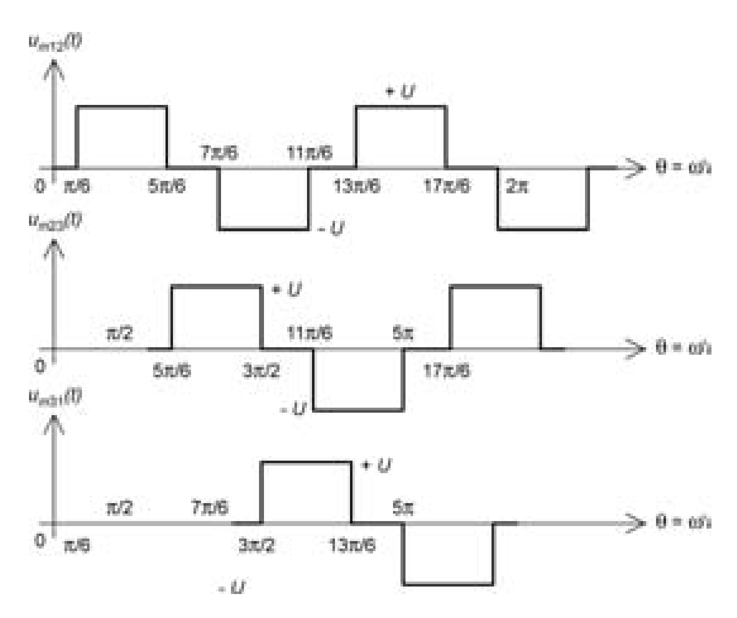


Figure 5.14 – Formes d'onde des tensions composées de l'onduleur triphasé de tension en commande simple.

On obtient les tensions composées ou « entre phases » à la *figure 5.14*.
Il est alors facile d'en déduire les formes d'onde des tensions simples.
On démontre que :

– $U_{m\,eff} = U\sqrt{\frac{2}{3}}$: valeur efficace des tensions composées $u_{mij}(t)$;

– $V_{m\,eff} = U\sqrt{\frac{2}{3}}$: valeur efficace des tensions simples $v_{mij}(t)$;

– $\boldsymbol{U'} = U\frac{\sqrt{6}}{\pi}$: valeur efficace du **fondamental** des tensions composées $u_{mij}(t)$;

– $\boldsymbol{V'} = U\frac{\sqrt{2}}{\pi}$: valeur efficace du **fondamental** des tensions simples $v_{mij}(t)$;

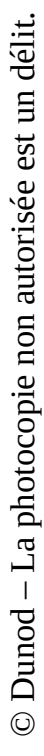
– $< i_m > = \boldsymbol{I}\frac{3\sqrt{2}}{\pi}\cos\varphi$: valeur moyenne du courant fourni ou reçu par la source U ;

– $< p > = P = U\boldsymbol{I}\,\frac{3\sqrt{2}}{\pi}\cos\varphi$: puissance active en W ;

– $Q = U\boldsymbol{I}\,\frac{3\sqrt{2}}{\pi}\sin\varphi$: puissance réactive en sortie en VAR ;

– $S = U\boldsymbol{I}\sqrt{2}$: puissance apparente en sortie en VA ;

– $f_u = \frac{P}{S} = \frac{3}{\pi}\cos\varphi$: facteur d'utilisation de l'onduleur $(0 \leq f_u \leq 1)$;



B

CONVERTISSEURS : DESCRIPTION

– $D = \sqrt{S^2 - \left(P^2 + Q^2\right)} = UI\sqrt{2}\sqrt{1 - \dfrac{9}{\pi^2}}$: puissance déformante en VAD;

– $f_D = \dfrac{D}{S} = \sqrt{1 - \dfrac{9}{\pi^2}}$: facteur déformant de l'onduleur (0 f_D 1).

On remarque que :

– à U **et** I **imposés**, il est impossible de régler le transfert de puissance;
– à $\cos\varphi$ imposé, le facteur d'utilisation f_u est plus élevé pour un onduleur triphasé de tension en commande simple que pour un onduleur monophasé de tension en commande simple, ce qui montre qu'un convertisseur « fonctionne » mieux en triphasé qu'en monophasé;
– le facteur déformant f_D est plus faible pour un onduleur triphasé de tension en commande simple que pour un onduleur monophasé de tension en commande simple, ce qui montre également qu'un convertisseur « fonctionne » mieux en triphasé qu'en monophasé.

Voir aussi le formulaire *tableau 5.4*.

☐ La commande à modulation de largeur d'impulsions bipolaire

Le signal $tri(t)$ est de période T_e.

On dispose de trois demi-ponts « monophasés », commandés par trois signaux déphasés d'un tiers de période. La somme des trois courants étant nulle, la tension $V_{N'N} = 0$, ce qui évite de placer un fil électrique entre le neutre N et le point N'.

On impose donc trois fonctions génératrices $g_1(t)$, $g_2(t)$, $g_3(t)$ sinusoïdales, où le **taux de modulation** G est une grandeur de réglage de la valeur efficace V' du fondamental des tensions de sortie $v_{m1}(t)$, $v_{m2}(t)$, $v_{m2}(t)$, de l'onduleur. Elle est de période $T' >> T_e$.

$$g_1(t) = G\sqrt{2}\sin(\omega' t)$$
$$g_2(t) = G\sqrt{2}\sin(\omega' t - 2\pi/3)$$
$$g_3(t) = G\sqrt{2}\sin(\omega' t + 2\pi/3)$$

Les signaux de commande des interrupteurs sont les suivants :

– $f_{11}(t) = ½[\text{sign}(g_1(t) - tri(t)) + 1]$ représenté à la *figure 5.9*;
– $f_{12}(t) = \overline{f_{11}(t)}$;
– $f_{21}(t) = ½[\text{sign}(g_2(t) - tri(t)) + 1]$;
– $f_{22}(t) = \overline{f_{21}(t)}$;
– $f_{31}(t) = ½[\text{sign}(g_3(t) - tri(t)) + 1]$;
– $f_{32}(t) = \overline{f_{31}(t)}$.

On utilise encore $M = \dfrac{T'}{T_e}$ **indice de modulation** et, d'autre part, les **valeurs moyennes locales à la séquence *n*** :

Tableau 5.4 – Grandeurs relatives à l'onduleur de tension triphasé de tension.

Caractérisation	MLI	Commande simple
$\alpha(n)$ rapport cyclique en fonction de n $T' = M \times T_e$	$\alpha(n) = \dfrac{G\sqrt{2}\sin\left(2\pi \dfrac{n}{M}\right)+1}{2}$	
$v_{m1}(t)$: tension simple obtenue en sortie	$v_{m1}(t) = (U/2) \times \text{sign}[g_1(t) - tri(t)]$	$v_{m1}(t) = (1/3)\ [u_{m12}(t) - u_{m31}(t)]$
$u_{m12}(t)$: tension composée	$u_{m12}(t) = v_{m1}(t) - v_{m2}(t)$	$u_{m12}(t) = +U$ pour $\theta \in [\pi/6;\ 5\pi/6]$ $u_{m12}(t) = -U$ pour $\theta \in [7\pi/6;\ 11\pi/6]$ « 0 » ailleurs
Valeurs de $v_m(t)$	$-(U/2);\ +(U/2)$	$-(2/3)U;\ -(1/3)U;\ -(1/3)U;\ +(2/3)U$
Harmonique f_h	Environ F_e	$3f'$
Valeur de $\boldsymbol{V'}$	$G\ (U/2)$	$U\dfrac{\sqrt{2}}{\pi}$
Valeur de $\boldsymbol{U'}$	$GU\dfrac{\sqrt{3}}{2}$	$U\dfrac{\sqrt{6}}{\pi}$
Puissance active P	$\dfrac{3}{2}GUI\cos\varphi$	$\dfrac{3\sqrt{2}}{\pi}UI\cos\varphi$
Puissance réactive Q	$\dfrac{3}{2}GUI\sin\varphi$	$\dfrac{3\sqrt{2}}{\pi}UI\sin\varphi$

Tableau 5.4 – Grandeurs relatives à l'onduleur de tension triphasé de tension (*suite*).

Caractérisation	MLI	Commande simple
$V_{m\ eff}$	$\frac{U}{2}$	$U\frac{\sqrt{2}}{3}$
$< i_m >$	$\frac{3}{2}G\boldsymbol{I}\cos\varphi$	$\frac{3\sqrt{2}}{\pi}\boldsymbol{I}\cos\varphi$
Puissance apparente $S = 3\ V_{m\ eff} \times \boldsymbol{I}$ (VA)	$\frac{3}{2}U\boldsymbol{I}$	$U\sqrt{2}\boldsymbol{I}$
Puissance déformante D (VAD)	$\frac{3}{2}U\boldsymbol{I}\sqrt{1-G^2}$ G varie entre $\frac{3}{2}U\boldsymbol{I}$ et $\frac{3}{2}\boldsymbol{I}\frac{U}{\sqrt{2}}$ valeur maximale obtenue pour $G = 0$	$U\boldsymbol{I}\sqrt{2}\sqrt{1-\frac{9}{\pi^2}}$

$$< v_{m1}(t) >_{Te} = g_1(nT_e) \times U/2 = g_1(n) \times U/2$$
$$< v_{m2}(t) >_{Te} = g_2(nT_e) \times U/2 = g_2(n) \times U/2$$
$$< v_{m3}(t) >_{Te} = g_3(nT_e) \times U/2 = g_3(n) \times U/2$$

où n est un **entier relatif** ($\in$ Z) (voir *figure 5.10*).
Le signal modulant est sinusoïdal de fréquence 50 Hz, avec $G = 0{,}707$. La porteuse est un signal triangulaire d'amplitude 1 et de fréquence 500 Hz. On a représenté une tension simple $v_a(t)$, deux tensions composées $u_{ab}(t)$ et $u_{bc}(t)$ ainsi que leur spectre de Fourier. On constate :

– que les tensions composées sont de type MLI unipolaire ;
– que l'analyse de Fourier des tensions composées fait apparaître une raie principale à la fréquence f du signal modulant, et autour de la porteuse (non visible) de fréquence 500 Hz, des raies latérales distantes de 2 fois f qui correspondent à des fréquences $500 - 2 \times 50 = 400$ Hz et de $500 + 2 \times 50 = 600$ Hz. Ces raies sont de niveau $\sqrt{3}$ plus élevé que celles de la tension simple (à comparer aux *figures A.7 et A.8* dans le cas du monophasé). On retrouve ce résultat lorsque l'on effectue les mesures par l'intermédiaire d'un oscilloscope sur un vrai onduleur MLI triphasé : voir la *figure 9.6*.

5.3.5 L'onduleur triphasé de courant

On se limite ici au montage représenté à la *figure 5.15*.
C'est le montage « dual » de l'onduleur triphasé de tension. Il réalise une conversion réversible continu-alternatif, de type $(I) \leftrightarrow (I', f')$, avec $I > 0$.
Les sources de courant continu et de tension alternative sont parfaites :

– le courant I reste constant pour toute valeur positive ou négative, et toute évolution de la tension $u_m(t)$;

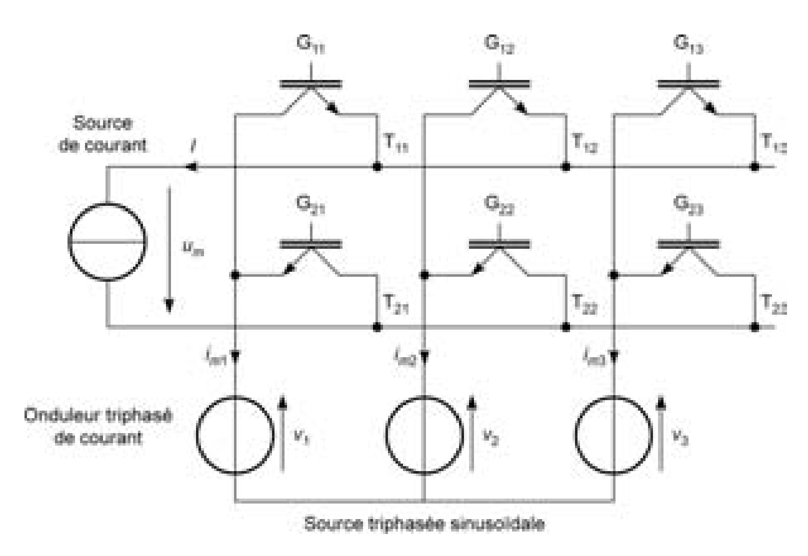


Figure 5.15 – Montage de l'onduleur triphasé de courant.

B
CONVERTISSEURS : DESCRIPTION

– la valeur efficace V des courants $v_1(t)$, $v_2(t)$, $v_3(t)$ reste constante pour toute valeur et toute évolution de la tension $v_m(t)$.

En fonctionnement normal, la source I est génératrice et les sources $v_1(t)$, $v_2(t)$, $v_3(t)$ sont réceptrices.

On admet que les tensions sont sinusoïdales :

$$v_1(t) = V\sqrt{2}\sin(\omega' t - \varphi)$$
$$v_2(t) = V\sqrt{2}\sin(\omega' t - \varphi - 2\pi/3)$$
$$v_3(t) = V\sqrt{2}\sin(\omega' t - \varphi + 2\pi/3)$$

On se limite ici au cas de la **commande simple**. On impose alors les signaux suivants avec $\theta = \omega' t$:

– $f_{11} = 1$ pour $\theta \in [\pi/6; 5\pi/6]$ modulo 2π et égal à « 0 » sinon;
– $f_{12} = 1$ pour $\theta \in [5\pi/6; 3\pi/2]$ modulo 2π et égal à « 0 » sinon;
– $f_{13} = 1$ pour $\theta \in [3\pi/2; 13\pi/6]$ modulo 2π et égal à « 0 » sinon;
– $f_{23} = 1$ pour $\theta \in [-\pi/6; \pi/2]$ modulo 2π et égal à « 0 » sinon;
– $f_{22} = 1$ pour $\theta \in [\pi/2; 7\pi/6]$ modulo 2π et égal à « 0 » sinon;
– $f_{21} = 1$ pour $\theta \in [7\pi/6; 11\pi/6]$ modulo 2π et égal à « 0 » sinon.

On retrouve ce type de commande dans le cas du redresseur à diodes triphasé.

Il y a trois courants de ligne $i_{m1}(t)$, $i_{m2}(t)$, $i_{m3}(t)$ correspondant à chacune des trois sources de tension.

On démontre que :

– $I_{m\ eff} = I\dfrac{\sqrt{2}}{3}$: valeur efficace du courant de ligne $i_{mj}(t)$;

– $I' = I\dfrac{\sqrt{2}}{\pi}$: valeur efficace du **fondamental** du courant de ligne $i_{mj}(t)$;

– $< u_m > = V\dfrac{3\sqrt{2}}{\pi}\cos\varphi$: valeur moyenne de la tension aux bornes de la source I;

– $< p > = P = 3I'V\cos\varphi = IV\dfrac{3\sqrt{2}}{\pi}\cos\varphi$: puissance active en W;

– $Q = IV\dfrac{3\sqrt{2}}{\pi}\sin\varphi$: puissance réactive en sortie en VAR;

– $S = IV\sqrt{2}$: puissance apparente en sortie en VA;

– $f_u = \dfrac{P}{S} = \dfrac{3}{\pi}\cos\varphi$: facteur d'utilisation de l'onduleur ($0 \le f_u \le 1$);

– $D = \sqrt{S^2 - \left(P^2 + Q^2\right)} = IV\sqrt{2}\sqrt{1 - \dfrac{9}{\pi^2}}$: puissance déformante en VAD;

– $f_D = \dfrac{D}{S} = \sqrt{1 - \dfrac{9}{\pi^2}}$: facteur déformant de l'onduleur ($0 \le f_D \le 1$).

5.4 Les redresseurs (*rectifiers*)

5.4.1 Classement des redresseurs

Le redresseur réalise une conversion souvent réversible alternatif-continu :

- soit de type $(V, f) \leftrightarrow (U')$ pour un convertisseur réversible;
- soit de type $(V, f) \leftrightarrow (U')$, avec $U' > 0$ pour un convertisseur non réversible mais commandé;
- soit de type $(V, f) \leftrightarrow (U)$, avec $U > 0$ pour un convertisseur non réversible et non commandé.

On distingue alors deux cas :

- l'opérateur **n'a pas la possibilité de régler la valeur moyenne** U de la tension de sortie. Le convertisseur est non commandé. C'est le cas des redresseurs à diodes;
- l'opérateur **a la possibilité de régler la valeur moyenne** U' de la tension de sortie. Le convertisseur est commandé. C'est le cas des redresseurs à thyristors.

Le classement des redresseurs dépend essentiellement :

- de la nature de la source génératrice : tension alternative monophasée ou triphasée;
- du type de redresseur : non commandé (à diodes) ou commandé (à thyristors);
- de la commande des thyristors : l'angle de **retard à l'amorçage δ par rapport à la commutation naturelle du redresseur à diodes** est inférieur ou supérieur à $\pi/2$ du transfert de puissance : fonctionnement sur 1, 2 ou 4 quadrants.

En pratique, pour tous les redresseurs couramment utilisés, la source est alternative **de valeur efficace de tension V et de fréquence $f = 1/T$ imposées** (celles du réseau ou d'un alternateur fonctionnant à vitesse constante) et un échange de puissance positif ou négatif existe avec la source à courant continu I.

On est amené à considérer :

- la valeur moyenne de la tension de sortie $< u_m > = U'$;
- la valeur efficace $I_{m\ eff}$ du courant $i_m(t)$ de la source alternative, ou de l'une des phases si cette source est triphasée;
- la valeur efficace du **fondamental I'** du courant $i_m(t)$.

5.4.2 Le redresseur à diodes

Le redresseur à diodes réalise une conversion non réversible et non commandée alternatif-continu, du type $(V, f) \rightarrow (U)$. Les schémas de montage sont les suivants :

- pour une source alternative monophasée : celui de la *figure 5.16*;
- pour une source alternative triphasée : celui de la *figure 5.17*.

☐ Redresseur à diodes monophasé

On se limite ici au cas le plus fréquent en électronique de puissance : le montage à 4 diodes, ou PD2, présenté à la *figure 5.16*.

La tension $v(t)$ est imposée telle que $v(t) = V\sqrt{2}\sin(\omega t)$ avec $\omega = 2\pi f$.

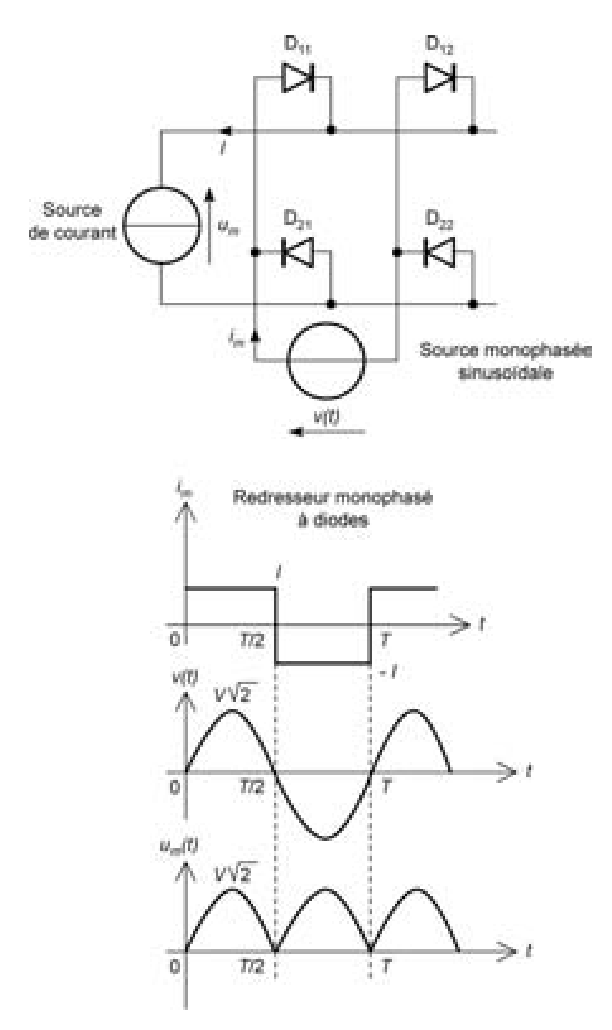


Figure 5.16 – Montage du redresseur à diodes monophasé.

Les fonctions de connexions des interrupteurs f_{ij} que sont les diodes sont celles de l'onduleur monophasé de courant de la *figure 5.12* en commande simple pour le cas particulier où $\omega t_0 = \varphi = 0$.

On a alors les fonctions suivantes (on pose $\theta = \omega t$) :

– $f_{11} = 1$ durant π (première demi-période) modulo 2π et égal à « 0 » sinon;

– $f_{21}(t) = \overline{f_{11}(t)}$;

– $f_{12} = 1$ durant π (deuxième demi-période) modulo 2π et égal à « 0 » sinon;

– $f_{22}(t) = \overline{f_{12}(t)}$.

Les formes d'onde obtenues sont représentées à la *figure 5.16*, en particulier celle de $u_m(t)$.

Il est possible d'écrire :

$$u_m(t) = V\sqrt{2}\,|\sin(\omega t)|$$

Les relations entre les diverses grandeurs sont données au formulaire du *tableau 5.5*.

☐ Redresseur à diodes triphasé

On se limite ici au cas le plus fréquent en électronique de puissance : le montage à 6 diodes, ou PD3, présenté à la *figure 5.17*.
Les tensions $v_1(t)$, $v_2(t)$, $v_3(t)$ sont imposées telles que :

– $v_1(t) = V\sqrt{2}\,\sin(\omega t)$ avec $\omega = 2\pi f$;
– $v_2(t) = V\sqrt{2}\,\sin(\omega t - 2\pi/3)$;
– $v_3(t) = V\sqrt{2}\,\sin(\omega t + 2\pi/3)$.

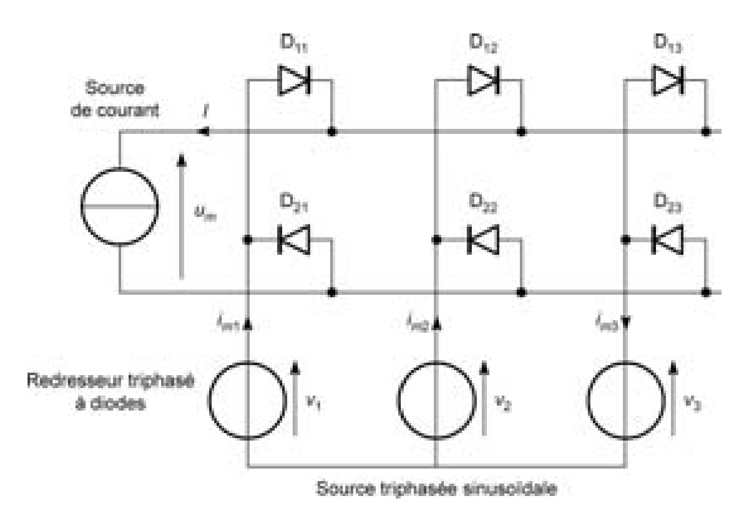


Figure 5.17 – Montage du redresseur à diodes triphasé.

Les fonctions de connexions des interrupteurs f_{ij} que sont les diodes sont celles de l'onduleur triphasé de courant de la *figure 5.15* en commande simple pour le cas particulier où $\omega t_0 = \varphi = 0$.
On a alors les fonctions suivantes (on pose $\theta = \omega t$) :

– $f_{11} = 1$ pour $\theta \in [\pi/6; 5\pi/6]$ modulo 2π et égal à « 0 » sinon;
– $f_{12} = 1$ pour $\theta \in [5\pi/6; 3\pi/2]$ modulo 2π et égal à « 0 » sinon;
– $f_{13} = 1$ pour $\theta \in [3\pi/2; 13\pi/6]$ modulo 2π et égal à « 0 » sinon;
– $f_{23} = 1$ pour $\theta \in [-\pi/6; \pi/2]$ modulo 2π et égal à « 0 » sinon;
– $f_{22} = 1$ pour $\theta \in [\pi/2; 7\pi/6]$ modulo 2π et égal à « 0 » sinon;
– $f_{21} = 1$ pour $\theta \in [7\pi/6; 11\pi/6]$ modulo 2π et égal à « 0 » sinon.

Il est possible d'écrire :

$$u_m(t) = V\sqrt{6}\ |\cos(\omega t)| \text{ pour } \theta = \omega t \in [-\pi/6\,;+\pi/6] \text{ avec une période de } \pi/3$$

Les relations entre les diverses grandeurs sont données au formulaire du *tableau 5.5*.

Formulaire

On considère les grandeurs suivantes :

- V = valeur efficace de la tension alternative;
- I = courant continu du récepteur;
- $< u_m > = U$ valeur moyenne de $u_m(t)$;
- $I_{m\ eff}$ = valeur efficace de $i_m(t)$;
- $\boldsymbol{I_D}$ valeur efficace du fondamental de $i_m(t)$: redresseur à diodes;
- P puissance reçue par la source de courant continu I, en considérant le convertisseur sans pertes (convention récepteur);
- S puissance apparente de la source alternative;
- D puissance déformante;
- fu facteur d'utilisation : $fu = P/S$.

Le formulaire des ponts à diodes est donné au *tableau 5.5*.

Tableau 5.5 – Formulaire des ponts redresseurs à diodes.

	$< u_m > = U$	P	I_D	$I_{m\ eff}$
PD2 monophasé	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi}\boldsymbol{V} = U_{D2}$	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} I\,\boldsymbol{V} = U_{D2}\, I$	$\frac{2\sqrt{2}I}{\pi} = \boldsymbol{I}_{D2}$	I
PD3 triphasé	$\frac{3\sqrt{6}}{\pi}\boldsymbol{V} = U_{D3}$	$\frac{3\sqrt{6}}{\pi} I\,\boldsymbol{V} = U_{D3}\, I$	$\frac{\sqrt{6}I}{\pi} = \boldsymbol{I_{D3}}$	$I\sqrt{\frac{2}{3}}$
	S	f_u	D	
PD2 monophasé	$I\boldsymbol{V}$	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \approx 0{,}9$	$\sqrt{1-\frac{8}{\pi^2}}\,I\boldsymbol{V}$	
PD3 triphasé	$\sqrt{6}\,I\boldsymbol{V}$	$\frac{3}{\pi} \approx 0{,}955$	$\sqrt{6\left(1-\frac{9}{\pi^2}\right)}\,I\boldsymbol{V}$	

Lorsque V **et** I **sont imposés**, il n'est pas possible de régler la puissance P.

5.4.3 Le redresseur à thyristors

■ Présentation

Le redresseur à thyristors réalise une conversion commandée alternatif-continu, du type $(V, f) \leftrightarrow (U')$. La commande est réalisée en agissant sur l'angle retard à l'amorçage δ.

On a vu au chapitre 1 qu'il est possible de réaliser une commande de type « Arc cosinus » de cet angle d'amorçage, de manière **analogique ou numérique**.

La référence de l'angle de retard à l'amorçage δ est imposé par la source alternative.

On a pour une commande **analogique** (§ 1.2.2) :

$$\delta = \text{Arc}\cos\left(\frac{U_c}{kV_s\sqrt{2}}\right) = \cos^{-1}\left(\frac{U_c}{U_M}\right) = \cos^{-1}(x)$$

où U_c est la tension de commande et $x = \frac{U_c}{U_M}$ est la grandeur de réglage ($x \in [-1\,;+1]$).

Pour une commande numérique (voir § 1.3.2), on a :

$$\cos\delta \approx \frac{x_M(nT_e)}{2^{M-1}} - 1$$

où la commande d'entrée est $x_M(nT_e)$, mot de M bits et $x = \frac{x_M(nT_e)}{2^{M-1}} - 1$ la grandeur de réglage.

Deux cas sont à considérer :

– le redresseur fonctionne dans un seul quadrant : c'est le cas du montage « pont mixte » monophasé (*figure 5.18*) ou triphasé (*figure 5.19*) ;

– le redresseur fonctionne dans deux ou quatre quadrants : c'est le cas du montage « tout thyristors » monophasé (*figure 5.20*) ou triphasé (*figure 5.21*).

■ Redresseur à un quadrant de fonctionnement

Le réglage de la tension $U' = \langle u_m \rangle$ de sortie s'effectue en agissant sur l'angle de retard à l'amorçage δ seulement pour $I > 0$ et $U' > 0$.

□ Redresseur à thyristors monophasé pont mixte PD2

Le montage est présenté à la *figure 5.18*.

La tension $v(t)$ est imposée telle que $v(t) = V\sqrt{2}\,\sin(\omega t)$ avec $\omega = 2\pi f$.

La référence de l'angle de retard à l'amorçage δ est tout simplement $t = 0$ (ou $\theta = \omega t = 0$).

Les fonctions de connexions des interrupteurs f_{ij} que sont les thyristors sont celles de l'onduleur monophasé de courant de la *figure 5.12* en commande simple pour le cas particulier où $\omega t_0 = -\varphi = \delta$.

B

CONVERTISSEURS : DESCRIPTION

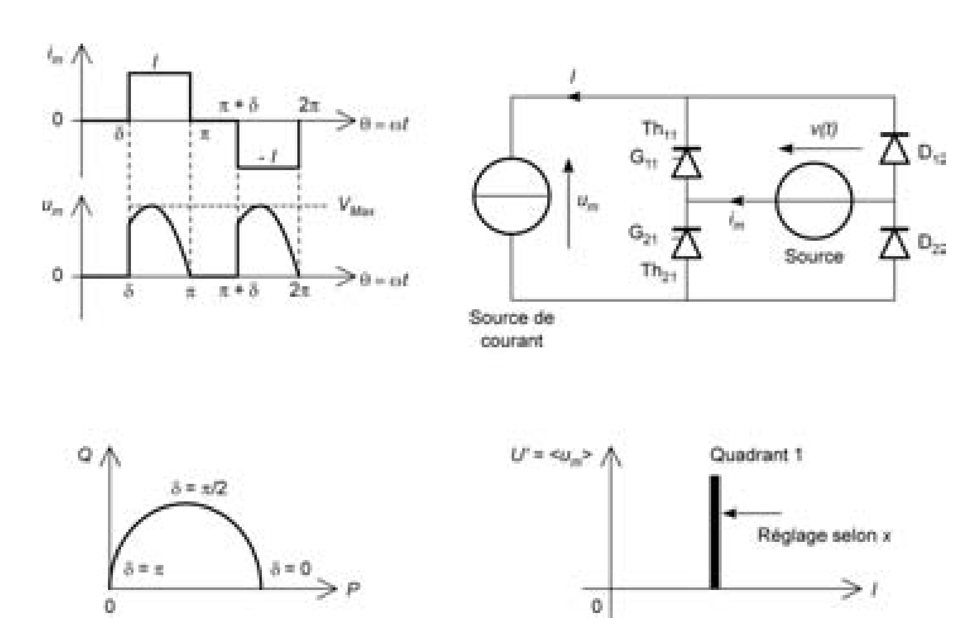


Figure 5.18 – Montage du redresseur à thyristors monophasé pont mixte.

Les fonctions de connexions des interrupteurs f_{ij} que sont les diodes sont celles de l'onduleur monophasé de courant de la *figure 5.12* pour le cas particulier où $\omega t_0 = \varphi = 0$.

On a alors les fonctions suivantes (on pose $\theta = \omega t$) :

– $f_{11} = 1$ pour $\theta \in [\delta, \pi]$ modulo 2π et égal à « 0 » sinon;
– $f_{21} = 1$ pour $\theta \in [\pi + \delta, 2\pi]$ modulo 2π et égal à « 0 » sinon;
– $f_{12} = 1$ durant π (deuxième demi-période) modulo 2π et égal à « 0 » sinon;
– $f_{22}(t) = \overline{f_{12}(t)}$.

Les formes d'onde obtenues sont représentées à la *figure 5.18*, en particulier celle de $u_m(t)$.

Il est possible d'écrire :

$$u_m(t) = 0 \text{ pour } \theta = \omega t \in [0; \delta] \text{ modulo } \pi$$
$$u_m(t) = V\sqrt{2}\,\sin(\omega t) \text{ pour } \theta = \omega t \in [\delta; \pi] \text{ modulo } \pi$$

Les relations entre les diverses grandeurs sont données au formulaire du *tableau 5.6*. On s'intéresse au diagramme $Q = f(P)$ à V et I constants imposés, où Q est la puissance réactive, et P la puissance active. En éliminant mathématiquement les fonctions $\cos\delta$ et $\sin\delta$ par $\cos^2\delta + \sin^2\delta = 1$, on obtient un **demi-cercle** représenté à la *figure 5.18*.

☐ Redresseur à thyristors triphasé pont mixte PD3

Le montage est présenté à la *figure 5.19*.

Les tensions $v_1(t)$, $v_2(t)$, $v_3(t)$ sont imposées telles que :

– $v_1(t) = V\sqrt{2}\sin(\omega t)$ avec $\omega = 2\pi f$;

– $v_2(t) = V\sqrt{2}\sin(\omega t - 2\pi/3)$;
– $v_3(t) = V\sqrt{2}\sin(\omega t + 2\pi/3)$.

La référence de l'angle de retard à l'amorçage δ est ici $\theta = \omega t = \pi/6$ angle de commutation naturelle du redresseur à diodes.

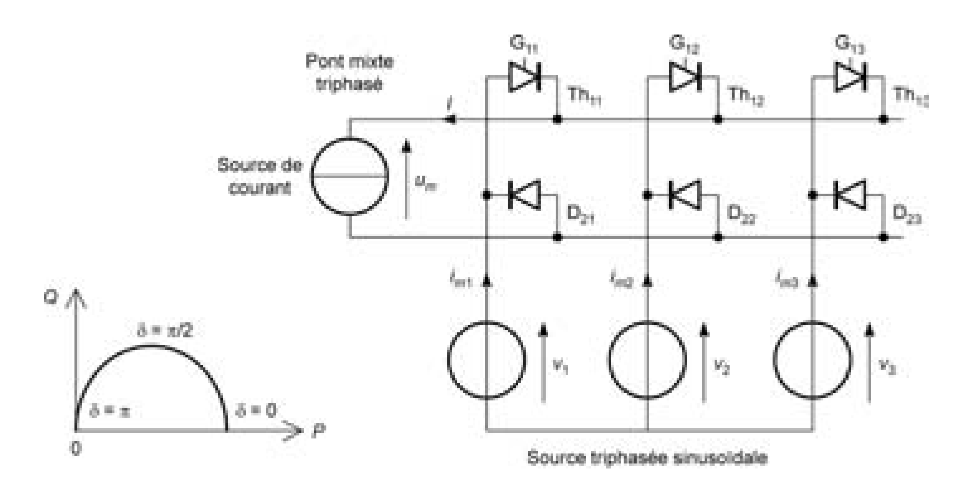


Figure 5.19 – Montage du redresseur à thyristors triphasé pont mixte.

Les fonctions de connexions des interrupteurs f_{ij} que sont les thyristors sont celles de l'onduleur triphasé de courant de la *figure 5.15* en commande simple pour le cas particulier où $\omega t_0 = \varphi = -\delta$.

Pour les diodes, ce sont les fonctions de connexion du redresseur à diodes.

On a alors les fonctions suivantes (on pose $\theta = \omega t$) :

– $f_{11} = 1$ pour $\theta \in [\pi/6 + \delta;\ 5\pi/6 + \delta]$ modulo 2π et égal à « 0 » sinon;
– $f_{12} = 1$ pour $\theta \in [5\pi/6 + \delta;\ 3\pi/2 + \delta]$ modulo 2π et égal à « 0 » sinon;
– $f_{13} = 1$ pour $\theta \in [3\pi/2 + \delta;\ 13\pi/6 + \delta]$ modulo 2π et égal à « 0 » sinon;
– $f_{23} = 1$ pour $\theta \in [-\pi/6;\ \pi/2]$ modulo 2π et égal à « 0 » sinon;
– $f_{22} = 1$ pour $\theta \in [\pi/2;\ 7\pi/6]$ modulo 2π et égal à « 0 » sinon;
– $f_{21} = 1$ pour $\theta \in [7\pi/6;\ 11\pi/6]$ modulo 2π et égal à « 0 » sinon.

Les relations entre les diverses grandeurs sont données au formulaire du *tableau 5.6*.

Le diagramme $Q = f(P)$ à V **et** I **constants imposés** est un **demi-cercle** présenté à la *figure 5.19*.

Formulaire des ponts mixtes

On considère les grandeurs suivantes :

– V = valeur efficace de la tension alternative;
– I = courant continu du récepteur;
– $< u_m > = U'$ valeur moyenne de $u_m(t)$;
– $I_{m\ eff}$ = valeur efficace de $i_m(t)$;
– I' = valeur efficace du fondamental de $i_m(t)$;

– P = puissance reçue par la source de courant continu I, en considérant le convertisseur sans pertes (convention récepteur) ;
– Q = puissance réactive fournie par la source de courant alternative V, en considérant le convertisseur sans pertes ;
– S = puissance apparente de la source de courant alternative V, en considérant le convertisseur sans pertes ;
– φ' = déphasage du fondamental de $i_m(t)$ par rapport à la tension $v(t)$ ou du fondamental de $i_{m1}(t)$ de la phase 1 par rapport à $v_1(t)$.

Tableau 5.6 – Formulaire du pont mixte à thyristors.

	$< u_m > = U'$	P	I'	$I_{m\,eff}$
PD2 mixte monophasé	$V\frac{2\sqrt{2}}{\pi}\left(\frac{\cos\delta+1}{2}\right)$ ou $U_{D2}\left(\frac{\cos\delta+1}{2}\right)$	$VI\frac{\sqrt{2}}{\pi}(\cos\delta+1)$ ou $U_{D2}I\left(\frac{\cos\delta+1}{2}\right)$	$\frac{2\sqrt{2}\,I}{\pi}\cos\left(\frac{\delta}{2}\right)$ ou $I_{D2}\cos\left(\frac{\delta}{2}\right)$	$I\sqrt{1-\frac{\delta}{\pi}}$
PD3 mixte triphasé	$V\frac{3\sqrt{6}}{\pi}\left(\frac{\cos\delta+1}{2}\right)$ ou $U_{D3}\left(\frac{\cos\delta+1}{2}\right)$	$VI\frac{3\sqrt{6}}{\pi}(\cos\delta+1)$ ou $U_{D3}I\left(\frac{\cos\delta+1}{2}\right)$	$\frac{\sqrt{6}I}{\pi}\cos\left(\frac{\delta}{2}\right)$ ou $I_{D3}\cos\left(\frac{\delta}{2}\right)$	$I\sqrt{1-\frac{\delta}{\pi}}$ si $\delta > \pi/3$ et $I\sqrt{\frac{2}{3}}$ si $\delta < \pi/3$

	Q	S	φ'
PD2 mixte monophasé	$VI\frac{\sqrt{2}}{\pi}\sin\delta$	$VI\sqrt{1-\frac{\delta}{\pi}}$	$\delta/2$
PD3 mixte triphasé	$VI\frac{3\sqrt{6}}{2\pi}\sin\delta$	$3VI\sqrt{1-\frac{\delta}{\pi}}$ si $\delta > \pi/3$ et $3VI\sqrt{\frac{2}{3}}$ si $\delta < \pi/3$	$\delta/2$

■ Redresseur à deux quadrants de fonctionnement

Le réglage de la tension $U' = < u_m >$ de sortie s'effectue en agissant sur l'angle de retard à l'amorçage δ pour $I > 0$ et $U' > 0$ ou < 0.

– **Dans le cas où U' est > 0**, l'échange de la puissance va de la source de tension alternative (V, f) monophasée ou triphasée vers la source de courant continu I.

Le montage fonctionne en **redresseur**. Le fonctionnement du convertisseur est dans le quadrant **1**.

– **Dans le cas où** $U' < 0$, l'échange de la puissance va de la source de courant continu I vers la source de tension alternative (V, f) monophasée ou triphasée **à tension et fréquence imposées constantes**. Le montage fonctionne en **onduleur assisté** (de courant). Le fonctionnement du convertisseur est dans le quadrant 4.

☐ Redresseur à thyristors monophasé pont « tout thyristors » PD2

Le montage est présenté à la *figure 5.20*.

La tension $v(t)$ est imposée telle que $v(t) = V\sqrt{2}\,\sin(\omega t)$ avec $\omega = 2\pi f$.
La référence de l'angle de retard à l'amorçage δ est tout simplement $t = 0$ (ou $\theta = \omega t = 0$).

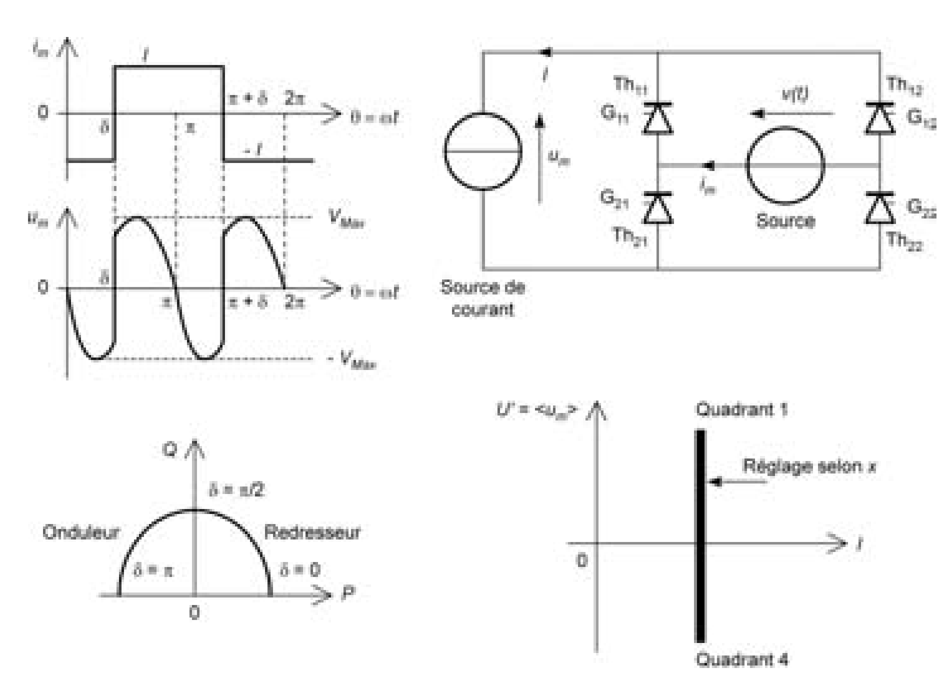


Figure 5.20 – Montage du redresseur à thyristors monophasé pont « tout thyristors ».

Les fonctions de connexions des interrupteurs f_{ij} que sont les thyristors sont celles de l'onduleur monophasé de courant de la *figure 5.12* pour le cas particulier où $\omega t_0 = -\varphi = \delta$.

On a alors les fonctions suivantes (on pose $\theta = \omega t$) :

– $f_{11} = f_{22}(t) = 1$ pour $\theta \in [\delta, \pi]$ modulo 2π et égal à « 0 » sinon ;
– $f_{21} = f_{12} = 1$ pour $\theta \in [\pi + \delta, 2\pi]$ modulo 2π et égal à « 0 » sinon.

Les formes d'onde obtenues sont représentées à la *figure 5.20*, en particulier celle de $u_m(t)$.

Il est possible d'écrire :

$$u_m(t) = V\sqrt{2}\sin(\omega t) \text{ pour } \theta = \omega t \in [\delta; \pi + \delta] \text{ modulo } \pi$$

Les relations entre les diverses grandeurs sont données au formulaire du *tableau 5.7*. Le diagramme $Q = f(P)$ à V **et** I **constants imposés** est un **demi-cercle** de centre 0 présenté à la *figure 5.20*.

☐ **Redresseur à thyristors triphasé pont « tout thyristors » PD3**

Le montage est présenté à la *figure 5.21*.
Les tensions $v_1(t)$, $v_2(t)$, $v_3(t)$, sont imposées telle que :

– $v_1(t) = V\sqrt{2}\ \sin(\omega t)$ avec $\omega = 2\pi f$;
– $v_2(t) = V\sqrt{2}\ \sin(\omega t - 2\pi/3)$;
– $v_3(t) = V\sqrt{2}\ \sin(\omega t + 2\pi/3)$.

La référence de l'angle de retard à l'amorçage δ est ici :
– $\theta = \omega t = \pi/6$ angle de commutation naturelle (des diodes) pour les thyristors Th_{11}, Th_{12}, Th_{13};
– $\theta = \omega t = -\pi/6$ angle de commutation naturelle (des diodes) pour les thyristors Th_{21}, Th_{22}, Th_{23}.

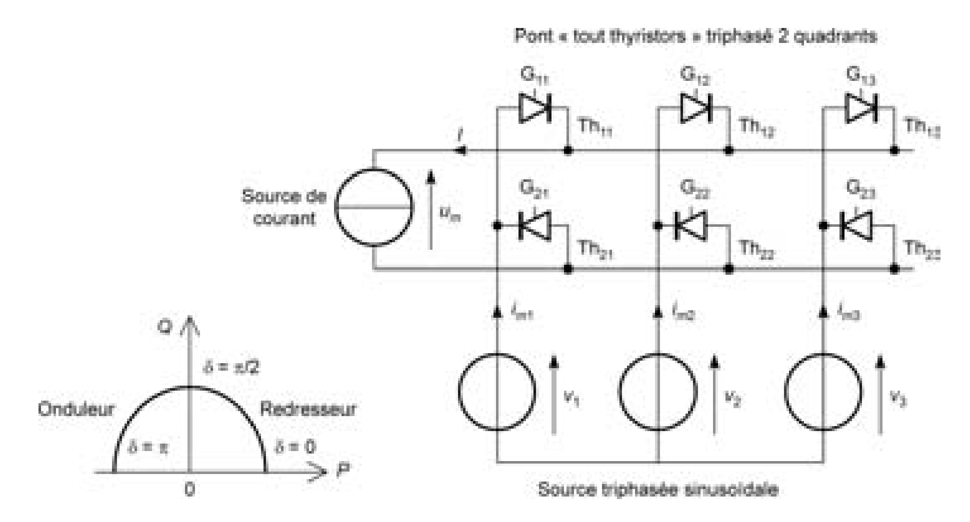


Figure 5.21 – Montage du redresseur à thyristors triphasé « tout thyristors ».

Les fonctions de connexions des interrupteurs f_{ij} que sont les thyristors sont celles de l'onduleur triphasé de courant de la *figure 5.15* en commande simple pour le cas particulier où $\omega t_0 = \varphi = -\delta$.
On a alors les fonctions suivantes (on pose $\theta = \omega t$) :
– $f_{11} = 1$ pour $\theta \in [\pi/6 + \delta; 5\pi/6 + \delta]$ modulo 2π et égal à « 0 » sinon;

– $f_{12} = 1$ pour $\theta \in [5\pi/6 + \delta; 3\pi/2 + \delta]$ modulo 2π et égal à « 0 » sinon ;
– $f_{13} = 1$ pour $\theta \in [3\pi/2 + \delta; 13\pi/6 + \delta]$ modulo 2π et égal à « 0 » sinon ;
– $f_{23} = 1$ pour $\theta \in [-\pi/6 + \delta; \pi/2 + \delta]$ modulo 2π et égal à « 0 » sinon ;
– $f_{22} = 1$ pour $\theta \in [\pi/2 + \delta; 7\pi/6 + \delta]$ modulo 2π et égal à « 0 » sinon ;
– $f_{21} = 1$ pour $\theta \in [7\pi/6 + \delta; 11\pi/6 + \delta]$ modulo 2π et égal à « 0 » sinon.

Les relations entre les diverses grandeurs sont données au formulaire du *tableau 5.7*. Le diagramme $Q = f(P)$ à V et I **constants imposés** est un **demi-cercle** de centre 0 présenté à la *figure 5.21*.

Formulaire

On considère les grandeurs suivantes :

– V = valeur efficace de la tension alternative ;
– I = courant continu du récepteur ;
– $< u_m > = U'$ valeur moyenne de $u_m(t)$;
– $I_{m\ eff}$ valeur efficace de $i_m(t)$;
– I' valeur efficace du fondamental de $i_m(t)$;
– P puissance reçue par la source de courant continu I, en considérant le convertisseur sans pertes (convention récepteur) ;
– Q puissance réactive fournie par la source de courant alternative V, en considérant le convertisseur sans pertes ;
– S puissance apparente de la source de courant alternative V, en considérant le convertisseur sans pertes ;
– φ' déphasage du fondamental de $i_m(t)$ par rapport à la tension $v(t)$ ou du fondamental de $i_{m1}(t)$ de la phase 1 par rapport à $v_1(t)$.

Tableau 5.7 – Formulaire du pont « tout thyristors ».

	$< u_m > = U'$	P	I'	$I_{m\ eff}$
PD2 « tout thyristors » monophasé	$V\frac{2\sqrt{2}}{\pi}\cos\delta$ ou $U_{D2}\cos\delta$	$V\frac{2\sqrt{2}}{\pi}\cos\delta$ ou $U_{D2}\,I\cos\delta$	$\frac{2\sqrt{2}I}{\pi}\cos(\delta)$	I
PD3 « tout thyristors » triphasé	$V\frac{3\sqrt{6}}{\pi}\cos\delta$ ou $U_{D3}\cos\delta$	$V\frac{3\sqrt{6}}{\pi}\cos\delta$ ou $U_{D3}\,I\cos\delta$	$\frac{\sqrt{6}I}{\pi}\cos(\delta)$	$I\sqrt{\frac{2}{3}}$

	Q	S	φ'
PD2 « tout thyristors » monophasé	$VI\frac{2\sqrt{2}}{\pi}\sin\delta$	VI	δ
PD3 « tout thyristors » triphasé	$VI\frac{3\sqrt{6}}{2\pi}\sin\delta$	$VI\sqrt{6}$	δ

B

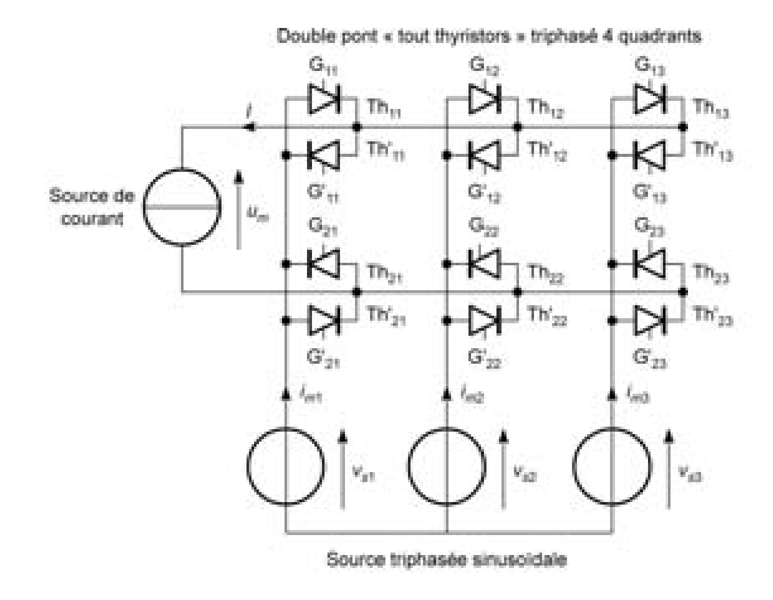
CONVERTISSEURS : DESCRIPTION

■ Redresseur à quatre quadrants de fonctionnement

Le système le plus simple à commander consiste à utiliser deux ponts « tout thyristors » P_{Th} et P'_{Th} en « tête-bêche » (voir *figure 5.22*). On présente dans le cas du monophasé et du triphasé.

En monophasé :

– le pont « tout thyristors » P_{Th} est formé des 4 thyristors Th_{11}, Th_{12}, Th_{21}, Th_{22};
– le pont « tout thyristors » P'_{Th} est formé des 4 thyristors Th'_{11}, Th'_{12}, Th'_{21}, Th'_{22}.



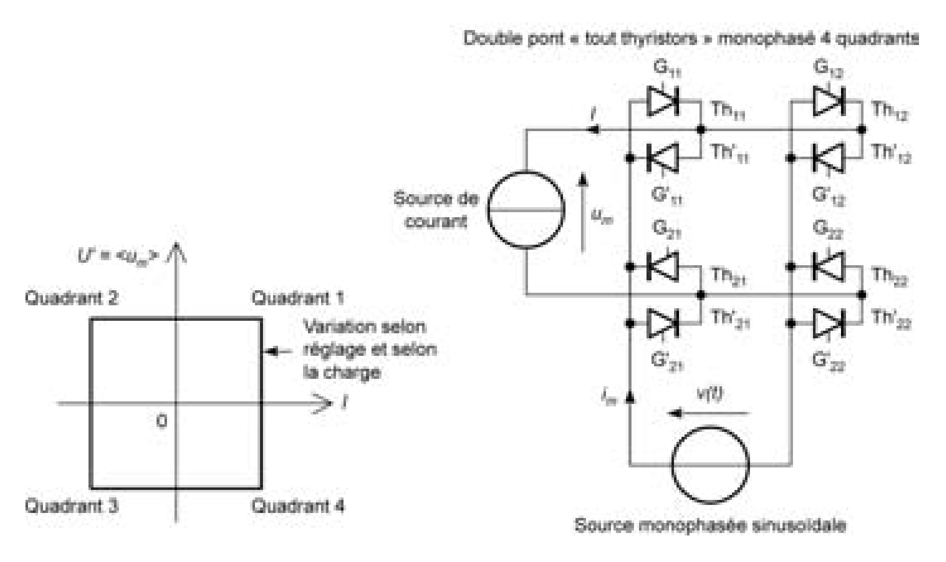


Figure 5.22 – Montage du double pont redresseur à thyristors « tout thyristors ».

En triphasé :

– le pont « tout thyristors » P_{Th} est formé des 6 thyristors Th_{11}, Th_{12}, Th_{13}, Th_{21}, Th_{22}, Th_{23};
– le pont « tout thyristors » P'_{Th} est formé des 6 thyristors Th'_{11}, Th'_{12}, Th'_{13}, Th'_{21}, Th'_{22}, Th'_{23}.

Le réglage de la tension $U' = < u_m >$ de sortie s'effectue agissant sur deux angles de retard à l'amorçage :

– δ pour $I > 0$ et $U' > 0$ ou < 0. Seul le pont P_{Th} fonctionne; le pont P'_{Th} est bloqué;
– δ' pour $I < 0$ et $U' > 0$ ou < 0. Seul le pont P'_{Th} fonctionne; le pont P_{Th} est bloqué.

On ne commande donc qu'un seul « pont » à thyristors à la fois, l'autre reste alors bloqué.

– **Dans le cas où U' est > 0 et $I > 0$**, l'échange de la puissance réglé par l'angle δ va de la source de tension alternative (V, f) monophasée ou triphasée vers la source de courant continu I. Le montage fonctionne en **redresseur**. Le fonctionnement du convertisseur est celui du pont P_{Th} dans le quadrant **1**.
– **Dans le cas où $U' > 0$ et $I < 0$**, l'échange de la puissance réglé par l'angle δ' va de la source de courant continu I vers la source de tension alternative (V, f) monophasée ou triphasée **à tension et fréquence imposées constantes.** Le montage fonctionne en **onduleur assisté**. Le fonctionnement du convertisseur est celui du pont P'_{Th} dans le quadrant **2**.
– **Dans le cas où U' est < 0 et $I < 0$**, l'échange de la puissance réglé par l'angle δ' va de la source de tension alternative (V, f) monophasée ou triphasée vers la source de courant continu I. Le montage fonctionne en **redresseur**. Le fonctionnement du convertisseur est celui du pont P'_{Th} dans le quadrant **3**.
– **Dans le cas où $U' < 0$ et $I > 0$**, l'échange de la puissance réglé par l'angle δ va de la source de courant continu I vers la source de tension alternative (V, f) monophasée ou triphasée **à tension et fréquence imposées constantes**. Le montage fonctionne en **onduleur assisté**. Le fonctionnement du convertisseur est celui du pont P_{Th} dans le quadrant **4**.

D'autres possibilités de commande en quatre quadrants existent pour ces deux montages en « double pont ». Elles imposent des bobines de lissage du courant (voir chapitre 6).

6 • FONCTIONNEMENT PRATIQUE DES CONVERTISSEURS

6.1 Les régimes transitoires

6.1.1 Les régimes transitoires introduits par les commutations. Filtrage

Au chapitre précédent (chapitre 5), on n'a considéré que les « comportements idéaux » de certains convertisseurs.

En réalité, il faut s'intéresser au comportement du convertisseur dans des conditions **pratiques** :

– cas a) : **les régimes transitoires dont la durée est de l'ordre de grandeur de la durée de commutation du (ou des) composant(s) principaux :** c'est le cas des hacheurs à thyristors (hacheur de Jones) ;
– cas b) : **les régimes transitoires nécessaires au bon fonctionnement du convertisseur, et où la durée de l'évolution sans commutation est supérieure à la période T_e** : c'est le cas du hacheur sur charge r-L-E, des alimentations à découpage, ou des **filtres** assurant l'alimentation continue des hacheurs et des onduleurs;
– cas c) : **les régimes transitoires caractéristiques du convertisseur où la durée de l'évolution est inférieure à la période T_e :** c'est le cas du gradateur ;
– cas d) : **les régimes transitoires introduits par des utilisations particulières de certains convertisseurs :** c'est le cas des redresseurs et des onduleurs pour certains types de fonctionnement.

Cela explique que, par exemple, les alimentations à découpage ou les gradateurs n'ont pas été étudiés au chapitre 5.

À partir de l'étude des régimes transitoires, on peut en principe prévoir le comportement de n'importe quel convertisseur associé à une charge dans des conditions brutales de **mise en route/ou d'arrêt d'urgence**. Cela permet alors la mise au point d'un processus de commande des composants le plus fiable possible en matière de sécurité.

Classiquement, en électronique de puissance, on est amené à considérer trois cas de régimes transitoires parfois équivalent à un filtrage :

– **régimes transitoires périodiques** intervenant dans le processus de blocage du thyristor (cas a) ;
– **régimes transitoires périodiques ou filtrages**, intervenant en fonctionnement normal du convertisseur pour obtenir un comportement ressemblant à une **source de tension ou de courant** (cas b, c et d) ;

– **régimes transitoires non périodiques** dus à un changement brutal de commande du convertisseur : passage d'un quadrant à un autre, limitation en courant, mise sous tension ou arrêt brutal…

6.1.2 Principaux circuits passifs utilisés en régime transitoire

On utilise de préférence des circuits passifs peu dissipatifs en puissance active, c'est-à-dire :

– où la résistance r en série est faible, voire négligeable;
– où la résistance R en parallèle est élevée, voire infinie.

En pratique, on utilise des circuits comportant une (ou des) bobine(s), un (ou plusieurs) condensateur(s), un transformateur.
Ces circuits peuvent être utilisés soit pour obtenir le blocage d'un thyristor, soit en tant que **filtre**, pour obtenir des sources de tension U ou de courant I (voir *figure 6.1*).

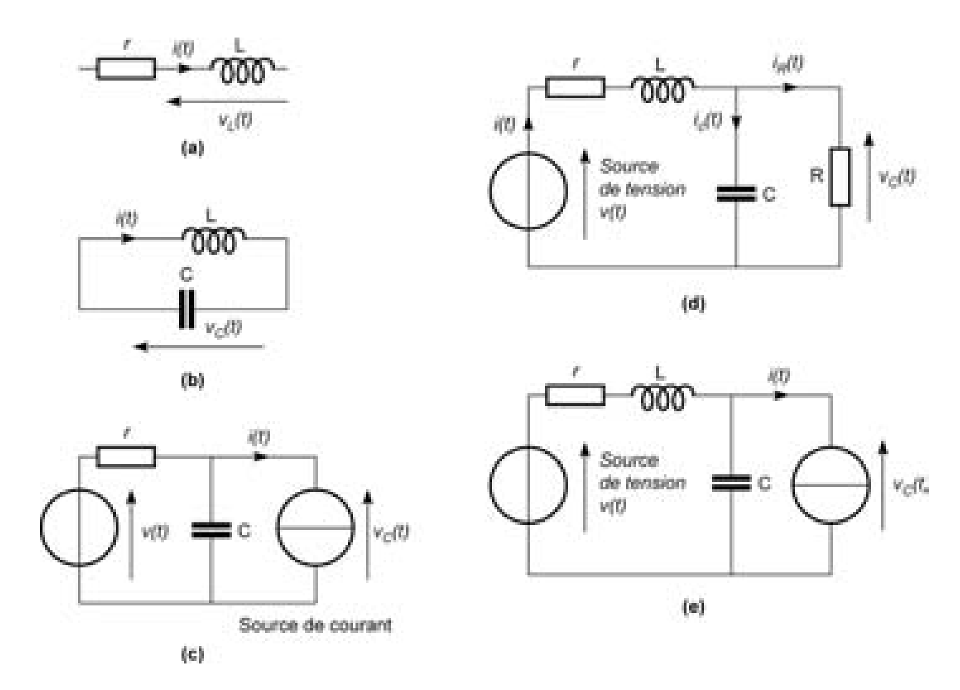


Figure 6.1 – Circuits passifs utilisés en régime transitoire.

On constate sur la figure que, dans certains cas, le circuit est associé à une source de tension et/ou de courant.

6.1.3 Régime transitoire dans une bobine d'inductance pure

On considère une bobine inductance L à air ou à noyau de ferrite (voir *figure 6.1a*). On admet qu'elle fonctionne toujours en régime linéaire et que ses pertes sont nulles.

En électronique de puissance, on est amené à considérer deux cas « classiques » de régimes transitoires dans une bobine supposée de résistance négligeable :

– elle est soumise à une tension « rectangulaire » périodique $v_L(t) = u_\alpha(t)$ de rapport cyclique α réglable et de valeur moyenne nulle ($< u_\alpha(t) > = 0$) ; c'est le cas des hacheurs et, dans une certaine mesure, des onduleurs, en fonctionnement réel ;
– elle est soumise à une tension « arc de sinusoïde » périodique $v_L(t) = v_\delta(t)$ d'angle de commande δ réglable et de valeur moyenne nulle ($< v_\delta(t) > = 0$) ; c'est le cas des redresseurs à thyristors et des gradateurs, en fonctionnement pratique.

Dans tous les cas on a la relation :

$$v_L(t) = L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}$$

Considérons le cas où $v_L(t) = u_\alpha(t)$. Cette fonction est périodique, de période T_e définie par :

– $u_\alpha(t) = U^+$ pour $t \in [0 ; \alpha T_e]$ modulo T_e et U^+ constant ;
– $u_\alpha(t) = -U^-$ pour $t \in [\alpha T_e ; T_e]$ modulo T_e et U^- constant ;

avec nécessairement $< u_\alpha(t) > = 0$ soit $\alpha U^+ = (1-\alpha)U^-$.

Par intégration de $v_L(t) = L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}$, on obtient :

$$i(t) = I_m + \frac{U^+}{L}t \quad \text{pour } t \in [0 ; \alpha T_e]$$
$$i(t') = I_M - \frac{U^-}{L}t' \quad \text{pour } t \in [\alpha T_e ; T_e] \text{ soit } t' \in [0 ; (1-\alpha)T_e]$$

en posant $t' = t - \alpha T_e$.

On en déduit l'ondulation du courant :

$$\Delta i = I_M - I_m = \frac{U^+}{L}\alpha T_e = \frac{U^-}{L}(1-\alpha)T_e$$

Cette relation est utile dans les hacheurs et les alimentations à découpage. On utilise alors la bobine pour obtenir un « **lissage** » **du courant, ou un** « **filtrage en courant** » c'est-à-dire une faible valeur de Δi devant $< i_m >$.

Considérons le cas où $v_L(t) = v_\delta(t)$ tension périodique de période T_e :

Dans ce cas, on utilise la décomposition en série de Fourier de $v_\delta(t)$. Cela signifie que :

$$v_\delta(t) = \sum_{k=1}^{\infty} V_{hk\delta}\sqrt{2}\sin\left(k\omega_e t + \varphi_{hk}\right)$$

Le terme fondamental $v_{h1\delta}(t)$ est sinusoïdal de période T_e et donc de pulsation $\omega_e = \frac{2\pi}{T_e}$. C'est généralement lui qui a l'amplitude la plus grande.

On écrit alors :

$$v_{h1\delta}(t) = V_{h1\delta}\sqrt{2} \times \sin(\omega_e t + \varphi_{h1})$$

On en déduit une valeur approximative de l'ondulation du courant :

$$\Delta i = I_M - I_m \approx \frac{2 \times V_{h1\delta}\sqrt{2}}{L\omega_e}$$

Cette relation est utile dans les redresseurs. Comme pour les hacheurs, on utilise la bobine pour obtenir un « lissage » du courant, c'est-à-dire une faible valeur de Δi. Avec $< i(t) > = I$: source de courant quasi-continu, alors $\Delta i << I$.

6.1.4 Régime transitoire dans un circuit L-C

On considère une bobine inductance L associée à un condensateur C (voir *figure 6.1b*). On introduit l'équation différentielle :

$$LC\frac{d^2 v_c}{dt^2} + v_c = 0$$

On pose $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$.

Ce circuit est en pratique utilisé pour réaliser une inversion de la charge initiale du condensateur. Soit $v_c = U$ la tension (supposée positive) à $t = 0$. En intégrant l'équation différentielle, on obtient :

$$v_c = U\cos(\omega_0 t)$$

$$i = U\sqrt{\frac{C}{L}}\sin(\omega_0 t)$$

– pour $t = t_{inv}/2 = \frac{\pi}{2}\sqrt{LC}$, on obtient $v_c = 0$ et $i = U\sqrt{\frac{C}{L}}$;

– pour $t = t_{inv} = \pi\sqrt{LC}$, on obtient $v_c = -U$ et $i = 0$. **Il y a « inversion » de la charge du condensateur.**

6.1.5 Filtrage dans un circuit r-C alimenté par des sources de tension et de courant non cohérentes entre elles

Ce type de circuit est utilisé pour obtenir une tension $v_c(t)$ pratiquement constante aux bornes du condensateur. C'est ce qui intervient lorsque, à la suite d'un redresseur à diodes, on place un hacheur ou un onduleur. On dit qu'il y a alors **filtrage en tension.**

$$< v_c(t) > = U$$

On considère une résistance r associée à un condensateur C (voir *figure 6.1c*). On cherche à déterminer l'ondulation de la tension $v_c(t)$ aux bornes du condensateur. La **source de tension** $v(t)$ est périodique de période T. On a $\omega = 2\pi/T$. On écrit la décomposition en série de Fourier :

$$v(t) = < v > + \sum_{k=1}^{\infty} V_{hk}\sqrt{2}\sin\left(k\omega t + \varphi_{hk}\right)$$

Le terme fondamental $v_{h1}(t)$ est sinusoïdal de période T. C'est généralement lui qui a l'amplitude la plus grande. On écrit alors :

$$v_{h1}\left(t\right) = V_{h1}\sqrt{2} \times \sin\left(\omega t + \varphi_{h1}\right)$$

La **source de courant** $i(t)$ est périodique de période T_e. On pose $\omega_e = 2\pi/T_e$. On écrit la décomposition en série de Fourier :

$$i(t) = < i > + \sum_{k=1}^{\infty} I_{hk}\sqrt{2}\ \sin\left(k\omega_e t + \phi_{hk}\right)$$

Le terme fondamental $i_{h1}(t)$ est sinusoïdal de période T_e. C'est généralement lui qui a l'amplitude la plus grande.
On écrit alors :

$$i_{h1}\left(t\right) = I_{h1}\sqrt{2} \times \sin\left(\omega_e t + \phi_{h1}\right)$$

D'après le théorème de superposition, et en se limitant aux premiers termes du développement de Fourier, la tension $v_c(t)$ résulte :

- de l'action de la source de tension $v(t)$ **de période** T par le filtre passe-bas de type r-C. On note $v_{cv}(t)$ **la tension obtenue**;
- de l'action de la source de courant $i(t)$ **de période** T_e par le circuit où la résistance r est en parallèle sur le condensateur C. On note $v_{ci}(t)$ **la tension obtenue**.

On obtient pratiquement aux bornes du condensateur pour **l'action de la source de tension** :

$$v_{cv}\left(t\right) \approx \langle v\rangle + \frac{V_{h1}\sqrt{2}}{\sqrt{1+\left(rC\omega\right)^2}} \times \sin\left(\omega t + \varphi'_{h1}\right)$$

Cela donne, pour l'ondulation de la tension $v_{cv}(t)$:

$$\Delta v_{cv} = V_{cvM} - V_{cvm} \approx \frac{2V_{h1}\sqrt{2}}{\sqrt{1+\left(rC\omega\right)^2}}$$

et si $rC\omega >> 1$, on obtient :

$$\Delta v_{cv} = V_{cvM} - V_{cvm} \approx \frac{2V_{h1}\sqrt{2}}{rC\omega}$$

On obtient alors pratiquement, aux bornes du condensateur pour **l'action de la source de courant** :

$$v_{ci}(t) \approx r\langle i \rangle + \frac{rI_{h1}\sqrt{2}}{\sqrt{1+(rC\omega_e)^2}} \times \sin(\omega_e t + \phi'_{h1})$$

Cela donne, pour l'ondulation de la tension $v_{ci}(t)$:

$$\Delta v_{ci} = V_{ciM} - V_{cim} \approx \frac{2rI_{h1}\sqrt{2}}{\sqrt{1+(rC\omega_e)^2}}$$

et si $rC\,\omega_e >> 1$, on obtient :

$$\Delta v_{ci} = V_{ciM} - V_{cim} \approx \frac{2I_{h1}\sqrt{2}}{C\omega_e}$$

Les sources de tension et de courant ne sont pas cohérentes entre elles, c'est-à-dire que le rapport $\lambda = \dfrac{T}{T_e}$ est irrationnel.

– Si les valeurs de Δv_{cv} et de Δv_{ci} sont **très différentes**, on prend $\Delta v_c = \sup(\Delta v_{cv}, \Delta v_{ci})$.

– Si les valeurs de Δv_{cv} et de Δv_{ci} sont **voisines**, on prend $\Delta v_c = \sqrt{(\Delta v_{cv})^2 + (\Delta v_{ci})^2}$.

Dans les deux cas, l'ondulation Δv_c est faible si $rC\omega >> 1$ et si $rC\omega_e >> 1$, avec $< v_c(t) > = U$ **source de tension quasi-continue**.

6.1.6 Régime transitoire et filtrage dans un circuit R-L-C

On considère une bobine inductance L ayant une résistance r associée à un condensateur C avec une résistance R en parallèle (voir *figure 6.1d*).

On introduit le système d'équations différentielles :

$$L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + ri + v_c = v(t) \qquad (1)$$

$$i = C\frac{\mathrm{d}v_c}{\mathrm{d}t} + \frac{v_c}{R} \qquad (2)$$

ce qui donne :

$$LC\frac{d^2v_c}{dt^2}+\left(rC+\frac{L}{R}\right)\frac{dv_c}{dt}+\left(1+\frac{r}{R}\right)v_c=v(t) \qquad (3)$$

soit encore :

$$\frac{LC}{1+\frac{r}{R}}\frac{d^2v_c}{dt^2}+\left(\frac{rC+\frac{L}{R}}{1+\frac{r}{R}}\right)\frac{dv_c}{dt}+v_c=\frac{v(t)}{1+\frac{r}{R}} \qquad (4)$$

La forme normalisée de l'équation (4) est :

$$\left(\frac{1}{\omega_0^2}\right)\frac{d^2v_c}{dt^2}+\left(\frac{2\xi}{\omega_0}\right)\frac{dv_c}{dt}+v_c=\frac{v(t)}{1+\frac{r}{R}} \qquad (5)$$

On pose $\omega_0=\frac{1}{\sqrt{LC}}\sqrt{1+\frac{r}{R}}$, pulsation de résonance et $\xi=\frac{1}{2\sqrt{LC}}\frac{\left(rC+\frac{L}{R}\right)}{\sqrt{1+\frac{r}{R}}}$, facteur d'amortissement.

Dans les filtres, on cherche bien souvent un amortissement voisin de l'unité tout en optimisant le rapport L/C avec des valeurs relativement faibles de L et de C. Pour simplifier, on se place dans le cas où :

$$\frac{L}{C}<rR \qquad (6)$$

Alors :

$$\xi\approx\frac{r}{2}\sqrt{\frac{C}{L}}\frac{1}{\sqrt{1+\frac{r}{R}}} \qquad (7)$$

Considérons pour simplifier que la puissance dissipée dans R est la puissance utile, alors que la puissance dissipée dans r correspond à des pertes. On se place dans le cas où le courant venant de la source $v(t)$ est surtout un courant continu, soit $i(t)\approx\langle i\rangle=\langle i_R\rangle$.

On a donc $i_{eff}^2\approx i_R^2$. Le rendement η du filtre est alors :

$$\eta\approx\frac{Ri_R^2}{Ri_R^2+ri^2}=\frac{R}{R+r}$$

On est amené alors, en remplaçant r par R et η et en utilisant l'inégalité (6) :

$$\frac{L}{C} < R^2 \frac{1-\eta}{\eta} \qquad (8)$$

La valeur de R est imposée par l'utilisation du filtre. Le choix du rendement impose la valeur du rapport $\frac{L}{C}$. Par ailleurs, le choix de $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \frac{1}{\sqrt{\eta}}$ permet la détermination de L et de C.
Exemple : $r = 5\ \Omega$ et $R = 95\ \Omega$, soit : $\eta = 0{,}95$.
On a : $\frac{L}{C} < 475$. On s'impose $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \frac{1}{\sqrt{\eta}} = 500$ rad/s soit $LC = 4{,}21 \times 10^{-6}$.

On choisit $\frac{L}{C} = 421$, ce qui donne $L^2 = 4{,}21^2 \times 10^{-4}$ et $L = 0{,}0421$H.

On en déduit $C = 100$ µF et $\xi = \frac{1}{2\sqrt{LC}} \frac{\left(rC + \frac{L}{R}\right)}{\sqrt{1 + \frac{r}{R}}} = 0{,}224$, ce qui est assez faible.

Cela est la conséquence du choix d'un bon rendement.

- **Filtrage. Calcul de l'ondulation Δv_c**

La source de tension $v(t)$ est périodique de période T. On écrit que $\omega = 2\pi/T$. On obtient la décomposition en série de Fourier :

$$v(t) = \langle v \rangle + \sum_{k=1}^{\infty} V_{hk} \sqrt{2}\ \sin\left(k\omega t + \varphi_{hk}\right)$$

On néglige l'influence de la résistance r.
On obtient pratiquement, aux bornes du condensateur :

$$v_c(t) \approx \langle v \rangle + \frac{V_{h1}\sqrt{2}}{\sqrt{\left(1 - LC\omega^2\right)^2 + \left(\frac{L\omega}{R}\right)^2}} \times \sin\left(\omega t + \varphi'_{h1}\right)$$

Cela donne, pour l'ondulation de la tension $v_c(t)$:

$$\Delta v_c = V_{cM} - V_{cm} \approx \frac{2V_{h1}\sqrt{2}}{\sqrt{\left(1 - LC\omega^2\right)^2 + \left(\frac{L\omega}{R}\right)^2}}$$

et si $LC\omega^2 >> 1$ et $LC\omega^2 >> L\omega/R$, on obtient :

$$\Delta v_c = V_{cM} - V_{cm} \approx \frac{2V_{h1}\sqrt{2}}{LC\omega^2}$$

avec $< v_c(t) > = U$: source de tension quasi-continue si $\Delta v_c << U$.

6.1.7 Filtrage dans un circuit L-C alimenté par des sources de tension et de courant non cohérentes entre elles

On considère une bobine inductance L ayant une résistance r associée à un condensateur C avec une source de courant $i(t)$ en parallèle (voir *figure 6.1e*).
On raisonne comme au § 6.1. La **source de tension** $v(t)$ est périodique de période T. On a $\omega = 2\pi/T$. On écrit la décomposition en série de Fourier :

$$v(t) = < v > + \sum_{k=1}^{\infty} V_{hk}\sqrt{2}\sin\left(k\omega t + \varphi_{hk}\right)$$

Le terme fondamental $v_{h1}(t)$ est sinusoïdal de période T. On écrit alors :

$$v_{h1}(t) = V_{h1}\sqrt{2} \times \sin\left(\omega t + \varphi_{h1}\right)$$

La **source de courant** $i(t)$ est périodique de période T_e. On pose $\omega_e = 2\pi/T_e$. On écrit la décomposition en série de Fourier :

$$i(t) = < i > + \sum_{k=1}^{\infty} I_{hk}\sqrt{2}\sin\left(k\omega_e t + \phi_{hk}\right)$$

Le terme fondamental $i_{h1}(t)$ est sinusoïdal de période T_e. On écrit alors :

$$i_{h1}(t) = I_{h1}\sqrt{2} \times \sin\left(\omega_e t + \phi_{h1}\right)$$

D'après le théorème de superposition, la tension $v_c(t)$ résulte :

- de l'action de la source de tension $v(t)$ **de période** T, par le filtre passe-bas de type r-L-C. On note $v_{cv}(t)$ **la tension obtenue**;
- de l'action de la source de courant $i(t)$ **de période** T_e par le circuit où la résistance r en série avec l'inductance L est en parallèle sur le condensateur C. On note $v_{ci}(t)$ **la tension obtenue**.

On obtient pratiquement, aux bornes du condensateur, pour **l'action de la source de tension** :

$$v_{cv}(t) \approx \langle v \rangle + \frac{V_{h1}\sqrt{2}}{\sqrt{\left(1 - LC\omega^2\right)^2 + \left(rC\omega\right)^2}} \times \sin\left(\omega t + \varphi'_{h1}\right)$$

Cela donne, pour l'ondulation de la tension $v_{cv}(t)$:

$$\Delta v_{cv} = V_{cvM} - V_{cvm} \approx \frac{2V_{h1}\sqrt{2}}{\sqrt{\left(1 - LC\omega^2\right)^2 + \left(rC\omega\right)^2}}$$

et si $LC\omega^2 >> 1$ et $LC\omega^2 >> rC\omega$, on obtient :

$$\Delta v_{cv} = V_{cvM} - V_{cvm} \approx \frac{2V_{h1}\sqrt{2}}{LC\omega^2}$$

On obtient alors pratiquement, aux bornes du condensateur, pour **l'action de la source de courant :**

$$v_{ci}(t) \approx r\langle i \rangle + \frac{\sqrt{r^2 + \left(L\omega_e\right)^2}\, I_{h1}\sqrt{2}}{\sqrt{\left(1 - LC\omega_e^2\right)^2 + \left(rC\omega_e\right)^2}} \times \sin\left(\omega t + \phi'_{h1}\right)$$

Cela donne, pour l'ondulation de la tension $v_{ci}(t)$:

$$\Delta v_{ci} = V_{ciM} - V_{cim} \approx v_{ci}(t) \approx r\langle i \rangle + \frac{\sqrt{r^2 + \left(L\omega_e\right)^2}\, I_{h1}\sqrt{2}}{\sqrt{\left(1 - LC\omega_e^2\right)^2 + \left(rC\omega_e\right)^2}} \times \sin\left(\omega_e t + \phi'_{h1}\right)$$

et si $LC\omega_e^2 >> 1$, $L\omega_e >> r$ et $LC\omega_e^2 >> rC\omega_e$, on obtient :

$$\Delta v_{ci} = V_{ciM} - V_{cim} \approx \frac{2I_{h1}\sqrt{2}}{C\omega_e}$$

Les sources de tension et de courant ne sont pas cohérentes entre elles, c'est-à-dire que le rapport $\lambda = \frac{T}{T_e}$ est irrationnel.

– Si les valeurs de Δv_{cv} et de Δv_{ci} sont **très différentes**, on prend $\Delta v_c = \sup(\Delta v_{cv}, \Delta v_{ci})$.
– Si les valeurs de Δv_{cv} et de Δv_{ci} sont **voisines**, on prend $\Delta v_c = \sqrt{\left(\Delta v_{cv}\right)^2 + \left(\Delta v_{ci}\right)^2}$.

Dans les deux cas, l'ondulation Δv_c est faible si $LC\omega^2 >> 1$ et $LC\omega_e^2 >> 1$, avec $< v_c(t) > = U$: source de tension quasi-continue si $\Delta v_c << U$.

6.1.8 Régime transitoire dans un transformateur

On considère la *figure 6.2.*

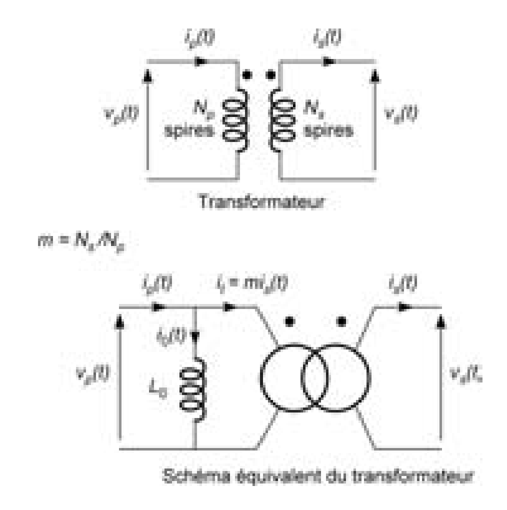


Figure 6.2 – Transformateur monophasé sans pertes.

Le transformateur étudié ci-dessus est « presque » parfait. Il est :

– sans pertes ferromagnétiques;
– sans pertes par effet Joule;
– sans « fuites » magnétiques.

Mais on est tout de même amené à introduire l'inductance L_0 correspondant au courant « magnétisant » $i_0(t)$. Cela donne le modèle indiqué sur la figure.

On admet ici que le fonctionnement du transformateur est linéaire. Cela impose une condition sur le flux $\varphi(t)$ par spire :

$$|\varphi(t)| < \varphi_M$$

où φ_M est le flux maximal imposé par le circuit magnétique du transformateur.

Comme on néglige les fuites, le flux $\varphi(t)$ est identique pour les N_p spires du primaire et les N_s spires du secondaire.

On rappelle les équations du transformateur monophasé avec les hypothèses ci-dessus admises et, en utilisant la convention des points :

$$v_p(t) = N_p \frac{\mathrm{d}\varphi(t)}{\mathrm{d}t} \quad (1)$$

$$v_s(t) = N_s \frac{\mathrm{d}\varphi(t)}{\mathrm{d}t} \quad (2)$$

$$N_p\, i_p(t) - N_p\, i_0(t) = N_s\, i_s(t) \quad (3)$$

$$v_p(t) = L_0 \frac{\mathrm{d}i_0(t)}{\mathrm{d}t} \quad (4)$$

B

CONVERTISSEURS : DESCRIPTION

Si l'on introduit le rapport de transformation $m = \dfrac{N_s}{N_p}$, les équations deviennent :

$$v_s(t) = m\, v_p(t) \text{ si } \frac{\mathrm{d}\varphi}{\mathrm{d}t} \neq 0$$

$$i_p(t) - i_0(t) = i_t = m\, i_s(t) \text{ : courant transmis}$$

$$v_p(t) = L_0 \frac{\mathrm{d}i_0(t)}{\mathrm{d}t}$$

6.2 Régimes transitoires dans les hacheurs

6.2.1 Hacheur à thyristors

On se limite au cas du hacheur de Jones (voir *figure 6.3*). C'est un hacheur série, qui permet le transfert de la puissance entre la source de tension U et la source de courant I selon le rapport cyclique α qui intervient dans la commande du thyristor principal Th_p.

Le circuit principal, caractéristique du hacheur série, est dessiné en traits foncés.

Le circuit dessiné en traits fins est dit **auxiliaire de blocage** du thyristor principal Th_p. Ce circuit comporte deux thyristors :

– le thyristor Th_e d'extinction de la conduction du thyristor principal Th_p;
– le thyristor Th_e d'inversion de la charge du condensateur.

Le thyristor principal Th_p est amorcé périodiquement tous les instants T_e, en envoyant une impulsion sur la gâchette. Pour obtenir son blocage, il est indispensable de mettre en œuvre un circuit auxiliaire de blocage qui agit en **commutation forcée** sur le thyristor Th_p :

– soit en lui imposant un courant nul;
– soit en lui imposant une tension anode-cathode négative : c'est le cas du hacheur de Jones.

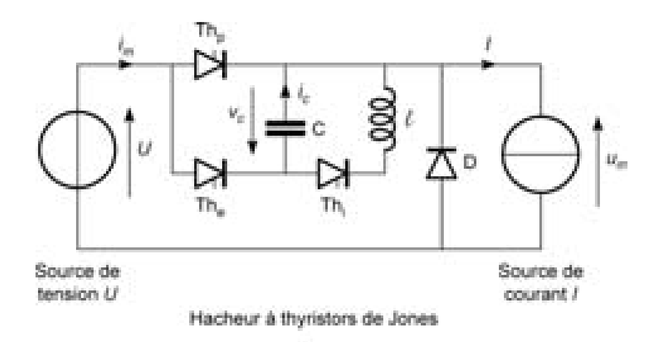
Pour que l'effet de la commutation forcée soit **définitif**, il doit durer **un temps $t_0 > t_q$**, **temps de blocage** thyristor principal Th_p.

☐ Mise en route du hacheur

On suppose alors que les trois thyristors sont bloqués.

1) On amorce le thyristor d'extinction Th_e : le condensateur se charge à travers la source de courant (alors $u_m = 0$). En fin de charge, $v_c = + U$. Le thyristor Th_e se bloque.

2) On amorce le thyristor d'inversion Th_i : la charge du condensateur s'inverse à cause du circuit résonnant lC. En fin d'évolution, $v_c = - U$. Le thyristor Th_i se bloque.



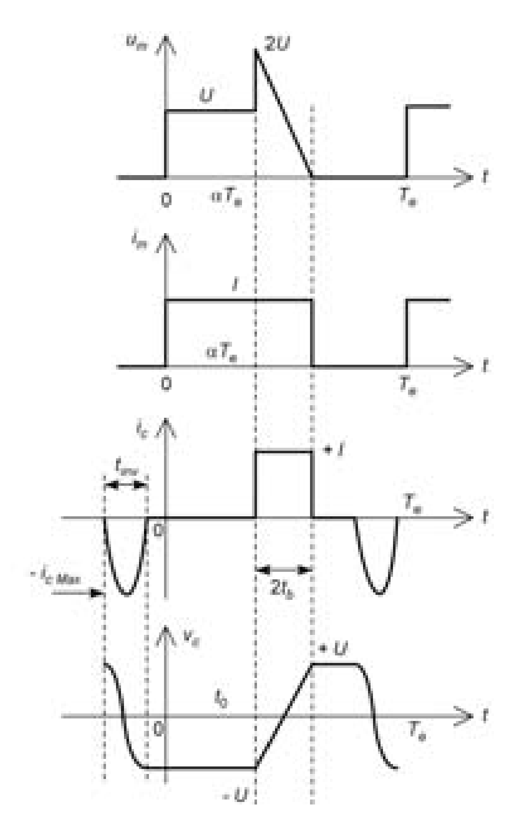


Figure 6.3 – Hacheur série à thyristors dit de Jones.



☐ **Commande régulière et périodique du hacheur**

À l'instant $t = 0^-$, on suppose que les trois thyristors sont bloqués.

1) À l'instant $t = 0$, on **amorce** le thyristor principal Th_p. On obtient alors $u_m = + U$. La diode D est bloquée. La tension aux bornes du condensateur est $v_c = - U$.

2) Le **blocage** du thyristor principal s'effectue à l'instant αT_e. On **amorce** alors le thyristor d'extinction Th_e. Alors, pour Th_p la tension $V_{AK} = - U$. Le blocage du

thyristor principal est immédiat; à cet instant, $u_m = +2U$. La tension $v_c(t)$ évolue et passe progressivement de $+U$ à $-U$. Alors $i_c(t') = I$ et :

$$i_c(t') = C\frac{\mathrm{d}v_c}{\mathrm{d}t'} \text{ avec } t' = t - \alpha T_e$$

On en déduit :

$$v_c(t') = -U + \frac{I}{C}t'$$
$$u_m(t') = +2U - \frac{I}{C}t'$$

La durée t_0 de blocage du thyristor principal est celle pour laquelle $v_c(t')$ est négative. On en déduit :

$$t_0 = \frac{CU}{I}$$

Cette valeur t_0 doit être supérieure à t_q. En pratique, on choisit $t_0 \geq 2t_q$.
Cela impose $I \leq \frac{CU}{2t_q} = I_M$. Une fois le temps $2t_0$ **écoulé** (voir *figure 6.3*), le thyristor d'extinction Th_e **est bloqué**. Le thyristor principal est déjà bloqué.
3) On **amorce** le thyristor d'inversion Th_i. La durée de cette inversion est $t_{inv} = \pi\sqrt{lC}$ (voir § 6.1.4). La valeur maximale du courant dans le condensateur est $i_c = i_{c_{Max}} = U\sqrt{\frac{C}{l}}$. En fin de ce régime transitoire, le thyristor d'inversion Th_i **se bloque**, et $v_c = -U$. Il est alors possible d'amorcer le thyristor principal puisque la charge du condensateur est prévue pour son blocage. On note que l'amorçage de Th_i est « théoriquement » possible entre l'instant $\alpha T_e + 2\,t_0$ et $(1+\alpha)T_e$. En pratique l'**amorçage du** thyristor d'inversion Th_i doit être effectué avant l'amorçage du thyristor principal, dans l'intervalle de temps $[\alpha T_e + 2t_0\,;\, T_e - t_{inv}]$.
Les formules du hacheur série sont légèrement modifiées, puisque la tension $u_m(t)$ a la forme d'onde indiquée à la *figure 6.3*. La durée de conduction est prolongée de $2t_0$. **Le rapport cyclique équivalent devient alors** $\alpha' = \alpha + \frac{2CU}{IT_e}$ **à condition que** $\alpha' < 1$.
Cela impose une valeur **minimale** I_m de I et d'autre part $\alpha < 1 - \frac{2CU}{I_m T_e} = \alpha_M$.

On rappelle la condition de blocage : $I \leq \frac{CU}{2t_q}$. On obtient le *tableau 6.1* avec $I_m < I < I_M$.

Tableau 6.1 – Formulaire comparatif des hacheurs.

	$< u_m >$	$< i_m >$	$I_{m\ eff}$	P
Hacheur série « théorique »	αU	αI	$\sqrt{\alpha} I$	αUI
Hacheur de Jones	$\left(\alpha + \frac{2CU}{IT_e}\right)U$	$\left(\alpha + \frac{2CU}{IT_e}\right)I$	$\sqrt{\alpha + \frac{2CU}{IT_e}}\,I$	$\left(\alpha + \frac{2CU}{IT_e}\right)UI$

☐ **Arrêt du hacheur (ou même, arrêt d'urgence)**

La tension aux bornes du condensateur C est $v_c = -U$. Le thyristor d'inversion Th_i est bloqué.

On **amorce** le thyristor d'extinction Th_e. Alors, la tension $V_{AK} = -U$, ce qui assure le blocage du thyristor principal Th_p et par la suite du thyristor d'extinction Th_e. **Tous les thyristors sont donc bloqués**.

Mais le condensateur reste chargé avec $v_c = +U$. Il faut donc prévoir un circuit annexe de décharge du condensateur (qui peut durer plusieurs secondes).

Exemple : Étude d'un hacheur de commande d'un moteur de métro ou de tramway.

Tension du réseau $U = 750$ V. Courant nominal $I = I_n = 150$ A.

Temps de blocage du thyristor principal $t_q = 20$ µs.

Fréquence du hacheur : $f_e = 1/T_e = 300$ Hz.

Courant maximal d'inversion de la charge du condensateur : $I_{inv\ Max} = 300$ A.

On choisit $t_0 = 2 \times t_q = 40$ µs.

Comme $t_0 = C\frac{U}{I}$, on en déduit $C = \frac{It_0}{U}$ soit, en valeur numérique, $C = 8$ µF.

Pour $I = 150$ A, la commande maximale du rapport cyclique est telle que :

$$\alpha_M + 2\frac{t_0}{T_e} = 1 \text{ ou } \alpha_M + 2f_e t_0 = 1$$

soit numériquement :

$$\alpha_M = 0{,}988$$

Pour un courant plus faible, $I' = 15$ A, la commande maximale du rapport cyclique est numériquement $\alpha_M = 0{,}88$.

Calcul de l : on a $I_{inv\ Max} = U\sqrt{\frac{C}{l}}$. On en déduit $l = \frac{CU^2}{I^2_{inv\ Max}}$ soit, numériquement $l = 50$ µH.

La durée de l'inversion est alors $t_{inv} = \pi\sqrt{lC}$ soit numériquement $t_{inv} = 62{,}8$ µs.

B

CONVERTISSEURS : DESCRIPTION

6.2.2 Les hacheurs chargés par un circuit r-L-E

On considère la *figure 6.4*. La source désignée par « E » est une source de tension de f.é.m. E peut être réceptrice ou génératrice.

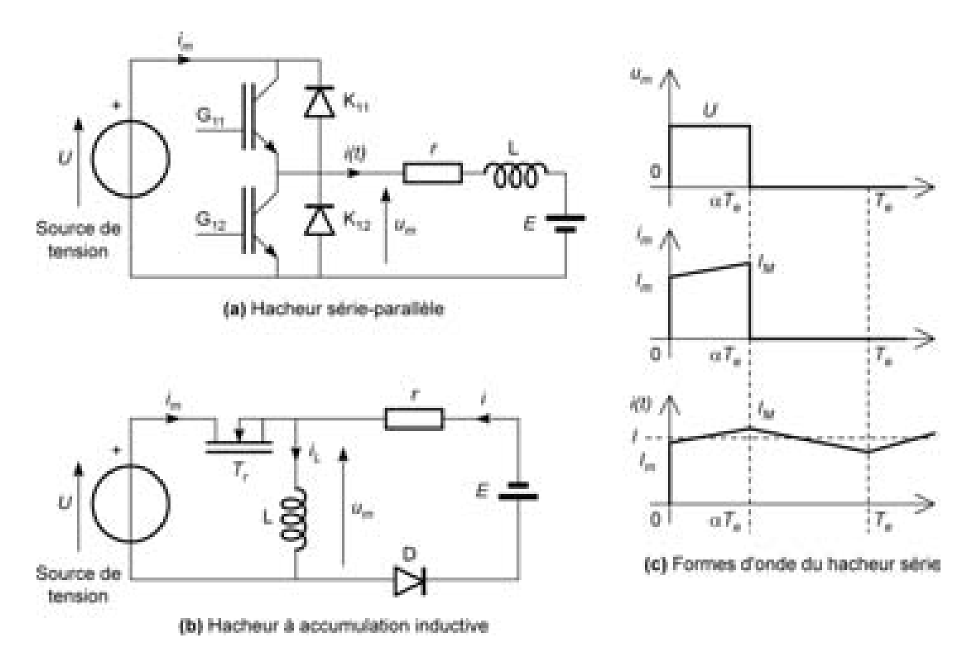


Figure 6.4 – Hacheurs chargés par circuit r-L-E.

On a présenté deux types de hacheurs :

– le hacheur série-parallèle : *figure 6.4a*;
– le hacheur à accumulation : *figure 6.4b*.

On considère ici :

– que les interrupteurs sont parfaits;
– que la source de tension est parfaite;
– que la source r-L-E (éléments en série) se comporte de manière approchée comme une source de courant. Il y a « filtrage de courant » grâce à la bobine d'inductance L.

■ Cas du hacheur série parallèle

La commande du hacheur série parallèle est la même que celle qui est présentée au § 5.2.2.
Le transistor T_{11} (correspondant à l'interrupteur K_{11}) est commandé à la fermeture durant αT_e, et bloqué durant $(1 - \alpha)Te$. Le signal de commande de T_{11} est du type $d_\alpha(t)$.
Le transistor T_{12} (correspondant à l'interrupteur K_{12}) est bloqué durant αT_e, et commandé à la fermeture durant $(1 - \alpha)T_e$. Le signal de commande de T_{12} est du type $\overline{d_\alpha(t)}$, complémentaire de $d_\alpha(t)$.

Si l'on utilise la notion de fonction de connexion :
- $f_{11} = 1$ pour $t \in [0; \alpha T_e]$ modulo T_e et $f_{11} = 0$ sinon;
- $f_{12} = \overline{f_{11}} = 1$ pour $t \in [\alpha T_e; T_e]$ modulo T_e et $f_{12} = 0$ sinon.

Alors $< u_m > = U' = \alpha U = E + r < i >$. Cela revient à appliquer approximativement sur la bobine d'inductance L (voir le § 6.1.3) :
- la tension $U^+ = U - U' = (1 - \alpha)U$;
- la tension $U^- = U' = \alpha U$.

On en déduit l'ondulation du courant :

$$\Delta i = I_M - I_m = \frac{U^+}{L}\alpha T_e = \frac{U^-}{L}(1-\alpha)T_e$$

Soit encore :

$$\Delta i = I_M - I_m = U\,\frac{\alpha(1-\alpha)}{Lf_e}$$

Relation valable aussi bien pour le hacheur série, le hacheur parallèle ou le hacheur série parallèle. On démontre facilement que cette ondulation est maximale pour $\alpha = ½$.

$$\text{Alors : } \Delta i_{Max} = \frac{U}{4Lf_e}$$

L'ondulation du courant $i(t)$ est mise en évidence à la *figure 6.4c*.
D'autre part, on a,pour un hacheur série-parallèle :

$$\langle i \rangle = \left\langle \frac{u_m - E}{r} \right\rangle = \frac{\langle u_m \rangle - E}{r} = \frac{\alpha U - E}{r}$$

- Si $I = < i >$ est **positif**, le montage fonctionne en hacheur série. La source $E > 0$ est réceptrice (quadrant 1).
- Si $I = < i >$ est **négatif**, le montage fonctionne en hacheur parallèle. La source $E > 0$ est génératrice (quadrant 2).

(Voir formulaire *tableau 6.2*, et voir aussi la *figure 3.8c* pour la commande et les formes d'onde d'un hacheur série sur charge L-R.)

■ Cas du hacheur à quatre quadrants (4Q)

La commande du hacheur 4Q est la même que celle qui est présentée au § 5.2.2.
Si on utilise la notion de fonction de connexion :
- $f_{11} = f_{22} = 1$ pour $t \in [0; \alpha T_e]$ modulo T_e et $f_{11} = f_{22} = 0$ sinon;
- $f_{12} = f_{21} = \overline{f_{11}} = 1$ pour $t \in [\alpha T_e; T_e]$ modulo T_e et $f_{12} = f_{21} = 0$ sinon.

Alors $< u_m > = U' = (2\alpha - 1)U$, ce qui revient à appliquer sur la bobine d'inductance L (voir le § 6.1.3) :

– la tension $U^+ = \boldsymbol{U} - U' = 2(1 - \alpha)U$;
– la tension $U^- = U' + U = 2\alpha\, U$.

On en déduit l'ondulation du courant :

$$\Delta i = I_M - I_m = \frac{U^+}{L}\alpha T_e = \frac{U^-}{L}(1 - \alpha)T_e$$

Soit encore :

$$\Delta i = I_M - I_m = 2U\frac{\alpha(1 - \alpha)}{Lf_e}$$

L'ondulation obtenue est, à rapport cyclique fixé, le double de ce qui est obtenu pour le hacheur série parallèle.
On démontre encore que cette ondulation est maximale pour $\alpha = ½$.
Alors :

$$\Delta i_{Max} = \frac{U}{2Lf_e}$$

L'ondulation du courant $i(t)$ est mise en évidence à la *figure 6.4c*.
D'autre part on a :

$$\langle i \rangle = \frac{\langle u_m \rangle - E}{r} = \frac{(2\alpha - 1)U - E}{r}$$

– Si $I =< i >$ est **positif** et $E > 0$, alors $\alpha > ½$ et la source E est réceptrice (quadrant 1).
– Si $I =< i >$ est **négatif** et $E > 0$, alors $\alpha > ½$ et la source E est génératrice (quadrant 2).
– Si $I =< i >$ est **négatif** et $E < 0$, alors $\alpha < ½$ et la source E est réceptrice (quadrant 3).
– Si $I =< i >$ est **positif** et $E < 0$, alors $\alpha < ½$ et la source E est génératrice (quadrant 4).

(Voir formulaire du *tableau 6.2*.)

■ Cas du hacheur à accumulation

La commande du hacheur à accumulation est la suivante (voir *figure 6.4b*) (période T_e).

Le transistor T_r est commandé à la fermeture durant αT_e. Le signal de commande de T_r est du type $d_\alpha(t)$. La diode D est alors bloquée. Il y a alors accumulation d'énergie dans la bobine d'inductance L. Alors $u_m = +U$.
Le transistor est bloqué durant $(1-\alpha)T_e$. L'énergie accumulée diminue, ainsi que le flux magnétique, et cette baisse induit une f.é.m. qui impose le courant à travers la diode D. Alors $u_m = -E - r\,i = -U'$.
Comme u_m est une tension périodique appliquée sur une bobine, $< u_m > = 0$. On a donc, aux bornes de la bobine d'inductance L (voir le § 6.1.3) :

– la tension $U^+ = U$;
– la tension $U^- = U'$.

On en déduit l'ondulation du courant i_L dans la bobine :

$$\Delta i_L = I_M - I_m = \frac{U}{L}\alpha T_e = \frac{U'}{L}(1-\alpha)T_e$$

Cela donne :

$$\alpha U = (1-\alpha)U'$$

ou encore :

$$U' = \left(\frac{\alpha}{1-\alpha}\right)U$$

D'autre part, on a :

$$\langle i \rangle = \frac{U' - E}{r} = \frac{\frac{\alpha}{1-\alpha}U - E}{r}$$

Ce hacheur ne fonctionne que dans un seul quadrant ($< i > = I \geq 0$) (voir formulaire *tableau 6.2*).

■ Formulaire des hacheurs

On considère les grandeurs suivantes :

– U, tension fournie par la source, considérée comme positive;
– $U' = < u_m >$, tension réglable en sortie du hacheur;
– f_e, fréquence de découpage du hacheur;
– I, courant fourni ou reçu par la source de courant (positif en convention récepteur);
– $< i_m >$, valeur moyenne de $i_m(t)$;
– Δi, ondulation du courant dans la bobine;
– P, la puissance transmise;

Le formulaire des hacheurs est donné au *tableau 6.2*.

B

CONVERTISSEURS : DESCRIPTION

Tableau 6.2 – Formulaire des hacheurs.

	$< u_m > = U$	$< i > = I$	$< i_m >$	Δi	P
Hacheur 1Q accumulation	$\frac{\alpha}{1-\alpha}U$	$I = \frac{\left(\frac{\alpha}{1-\alpha}\right)U - E}{r}$	$\frac{\alpha}{1-\alpha}I$	$\Delta i_L = U\frac{\alpha}{Lf_e}$	$\frac{\alpha}{1-\alpha}UI$
Hacheur 2Q série parallèle	αU	$I = \frac{\alpha U - E}{r}$	αI	$U\frac{\alpha(1-\alpha)}{Lf_e}$	αUI avec signe de P = signe de I
Hacheur 4Q	$(2\alpha - 1)U$	$I = \frac{(2\alpha - 1)U - E}{r}$	$(2\alpha - 1)I$	$2U\frac{\alpha(1-\alpha)}{Lf_e}$	$(2\alpha - 1)UI$ avec signe de P = signe de $(2\alpha - 1)I$

Ce formulaire montre que le transfert de puissance P n'est pas une fonction linéaire du rapport cyclique α à U et E imposés.

6.2.3 Les hacheurs en régime transitoire dû à un changement de commande

Le changement de commande d'un hacheur est réalisé :
- soit lors d'un arrêt brutal de la commande, y compris l'arrêt d'urgence;
- soit lors d'un arrêt ou d'un démarrage progressif;
- soit, lorsque c'est possible, lors d'un changement de quadrant de fonctionnement.

■ L'arrêt d'urgence

Il est généralement obtenu en bloquant tous les transistors. Mais l'une (ou plusieurs) des diodes est (sont) en conduction, ce qui permet le retour à zéro de l'énergie stockée dans la bobine d'inductance L. La f.é.m. E **est supposée constante** durant le temps d'annulation t_{annul} qui est court (ordre de grandeur : 10 ms à 50 ms).

On considère que le blocage de tous les transistors est instantané et a lieu à $t = 0$.
Prenons le cas du **hacheur série-parallèle** relié à la charge r-L-E.
Après blocage des transistors, l'équation différentielle est alors (avec $U > E > 0$) :

Cas de l'arrêt dans le quadrant 1 : avec $i(t = 0) > 0$, on a $L\frac{di}{dt} + ri + E = 0$, car la conduction s'effectue par la diode D_{12}. En négligeant le terme ri, on arrive à :

$$i = i(t = 0) - \frac{E}{L}t$$

Le courant s'annule à l'instant $t_{annul1} = \frac{L \times i(t = 0)}{E}$.

Remarque : on obtient le même résultat avec un hacheur série.

Cas de l'arrêt dans le quadrant 2 : avec $i(t = 0) < 0$, on a $L\dfrac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + ri + E = U$, car la conduction s'effectue par la diode D_{11}. En négligeant le terme ri, on arrive à :

$$i = i\left(t = 0\right) + \frac{U - E}{L}t$$

Le courant s'annule à l'instant $t_{annul\,2} = \dfrac{L \times i\left(t = 0\right)}{E - U}$.

Pour le **hacheur à quatre quadrants**, les calculs sont analogues (voir *figure 5.5*). On a nécessairement $|E| < U$.

Cas de l'arrêt dans le quadrant 1 : $i(t = 0) > 0$, et $E > 0$. On obtient l'équation différentielle suivante :

$$L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + ri + E = -U$$

car la conduction s'effectue par les diodes D_{12} et D_{21}. En négligeant le terme ri, on arrive à :

$$i = i\left(t = 0\right) - \frac{U + E}{L}t$$

Le courant s'annule à l'instant $t'_{annul\,1} = \dfrac{L \times i\left(t = 0\right)}{E + U}$.

Cas de l'arrêt dans le quadrant 2 : $i(t = 0) < 0$, et $E > 0$. On obtient l'équation différentielle suivante :

$$L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + ri + E = +U$$

car la conduction s'effectue par les diodes D_{11} et D_{22}. En négligeant le terme ri, on arrive à :

$$i = i\left(t = 0\right) + \frac{U - E}{L}t$$

Le courant s'annule à l'instant $t'_{annul\,2} = \dfrac{L \times i\left(t = 0\right)}{E - U}$.

Cas de l'arrêt dans le quadrant 3 : $i(t = 0) < 0$, et $E < 0$. On obtient l'équation différentielle suivante :

$$L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + ri + E = +U$$

car la conduction s'effectue par les diodes D_{11} et D_{22}. En négligeant le terme ri, on arrive à :

$$i = i(t=0) + \frac{U-E}{L}t = i(t=0) + \frac{U+|E|}{L}t$$

Le courant s'annule à l'instant $t'_{annul3} = -\frac{L \times i(t=0)}{|E|+U}$.

Cas de l'arrêt dans le quadrant 4 : $i(t=0) > 0$, et $E < 0$. On obtient l'équation différentielle suivante :

$$L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + ri + E = -U$$

car la conduction s'effectue par les diodes D_{12} et D_{21}. En négligeant le terme ri, on arrive à :

$$i = i(t=0) - \frac{U+E}{L}t$$

Le courant s'annule à l'instant $t'_{annul4} = \frac{L \times i(t=0)}{U-|E|}$.

■ L'arrêt et le démarrage progressifs

L'arrêt progressif est obtenu en réduisant régulièrement la commande de la puissance. **La f.é.m. *E* varie, et $|E| \to 0$**. Deux cas peuvent être considérés :
1) Le rapport cyclique α **varie linéairement** en fonction du temps jusqu'à obtenir une puissance transmise nulle. Soit α_0 la valeur du rapport cyclique telle que $P = 0$. Soit $\alpha(t=0)$ la valeur **initiale** du rapport cyclique, correspondant à une puissance $P(t=0)$. On impose alors une loi « d'interpolation linéaire temporelle » entre $\alpha(t=0)$ et α_0 :

$$\alpha(nT_e) = \left[\alpha(t=0) - \alpha_0\right]\left(1 - \frac{nT_e}{t_{arret}}\right) + \alpha_0$$

On rappelle que le temps est « discrétisé » selon l'échantillonnage T_e, période du hacheur. Pour $n = 0$, on a $t = 0$. La valeur du rapport cyclique ne change qu'à chaque période du hacheur.
Cette loi peut être programmée dans un processeur.
Le choix du temps t_{arret} dépend de l'opérateur. Il doit être suffisamment grand pour éviter des courants trop élevés dans le hacheur.
2) La loi d'évolution de **la f.é.m. *E*(*t*) en fonction du temps est connue**. On considère que l'arrêt correspond au cas où $E = 0$ (cas d'un moteur à excitation séparée). On s'efforce alors de fonctionner à **courant *I* constant**.

Pour un hacheur **série-parallèle fonctionnant dans le quadrant 1**, la loi de variation du rapport cyclique α est alors :

$$\alpha(nT_e) = \frac{E(nT_e) + rI}{U}$$

Pour un hacheur **série-parallèle fonctionnant dans le quadrant 2**, la loi de variation du rapport cyclique α est alors :

$$\alpha(nT_e) = \frac{E(nT_e) - rI}{U}$$

Pour un hacheur **4Q fonctionnant dans le quadrant 1**, la loi de variation du rapport cyclique α est alors :

$$\alpha(nT_e) = \frac{1}{2}\left[\frac{E(nT_e) + rI}{U} + 1\right]$$

On peut ainsi retrouver les lois de commande pour les autres quadrants.
Toutes ces lois peuvent être programmées dans un processeur.
Le **démarrage progressif** est obtenu en faisant **l'opération inverse** d'un arrêt progressif.

■ Le changement de quadrant de fonctionnement

□ Passage progressif

Il est obtenu **en réduisant régulièrement** la commande de la puissance, jusqu'à la puissance nulle, puis la montée progressive de la puissance dans l'échange inverse. **La f.é.m. E varie, et $E \to E_{fin}$** valeur finale.

Soit $\alpha(t = 0)$ la valeur **initiale** du rapport cyclique, correspondant à une puissance $P(t = 0)$. Soit α_0 la valeur du rapport cyclique telle que $P = 0$. Soit α_{fin} la valeur du rapport cyclique finale telle que $P = P_{fin}$ (avec changement de signe pour la puissance). On impose :

– d'abord une loi « d'interpolation linéaire temporelle » entre $\alpha(t = 0)$ et α_0 :

$$\alpha(nT_e) = \left[\alpha(t = 0) - \alpha_0\right]\left(1 - \frac{nT_e}{t_{arret}}\right) + \alpha_0$$

– ensuite une loi « d'interpolation linéaire temporelle » entre α_0 et α_{fin}. On désigne par t_{nquad} la durée du changement vers cette nouvelle puissance, et par $n'T_e = nT_e - t_{arret}$:

$$\alpha(n'T_e) = \left[\alpha_0 - \alpha_{fin}\right]\left(1 - \frac{n'T_e}{t_{nquad}}\right) + \alpha_{fin}$$

La durée totale du changement de quadrant est alors $t_{chang} = t_{arret} + t_{nquad}$. Il peut durer plusieurs dizaines de secondes, voire quelques minutes.
Ces lois peuvent être programmées dans un processeur.
Le choix des temps t_{arret} et t_{nquad} dépend de l'opérateur. Ils doivent être suffisamment grands pour éviter des courants trop élevés dans le hacheur.

☐ **Passage brutal**

C'est ce qu'on appelle parfois « **la reprise à la volée** ». On veut, par exemple, rendre plus efficace le freinage d'un moteur, qui fonctionne alors en génératrice. La durée du changement est souvent inférieure à la seconde. Pour cela, on utilise au mieux les régimes transitoires considérés dans l'arrêt d'urgence. On admet que le changement est très rapide et **la f.é.m. *E* reste constante**.
Prenons le cas du **hacheur série-parallèle** relié à la charge r-L-E.

Au départ, le rapport cyclique vaut α_1 avec $\langle i \rangle = \dfrac{\alpha_1 U - E}{r} > 0$.

- On effectue à partir de $t = 0$ le passage **quadrant 1 → quadrant 2** en bloquant les transistors durant t_{annul1}. **Une fois ce temps écoulé**, le courant $i(t)$ est nul.
- Ensuite, on fait $f_{12} = 1$ **en commandant le transistor T_{12} à l'état passant jusqu'à ce que le courant $i(t)$ atteigne la valeur négative souhaitée.**
- Enfin, on reprend la commande normale du hacheur. Le rapport cyclique vaut α_2 avec $\langle i \rangle = \dfrac{\alpha_2 U - E}{r} < 0$. On a $\alpha_2 < \alpha_1$.

Cette étude peut être reprise pour le passage **quadrant 2 → quadrant 1** à E constant.
Prenons le cas du **hacheur 4Q** relié à la charge r-L-E, avec $U > E > 0$.

Au départ le rapport cyclique vaut α_1 avec $\langle i \rangle = \dfrac{(2\alpha_1 - 1)U - E}{r} > 0$.

- On effectue à partir de $t = 0$ le passage **quadrant 1 → quadrant 2** en bloquant les transistors durant t'_{annul1}. **Une fois ce temps écoulé**, le courant $i(t)$ est nul.
- Ensuite, on fait $f_{12} = 1$ **en commandant les transistors T_{12} et T_{21} à l'état passant jusqu'à ce que le courant $i(t)$ atteigne la valeur négative souhaitée.**
- Enfin, on reprend la commande normale du hacheur. Le rapport cyclique vaut α_2 avec $\langle i \rangle = \dfrac{(2\alpha_2 - 1)U - E}{r} < 0$. On a encore $\alpha_2 < \alpha_1$.

Cette étude peut être reprise pour les passages à E constant :

- quadrant 2 → quadrant 1 ;
- quadrant 3 → quadrant 4 ;
- quadrant 4 → quadrant 3.

Toutes ces commandes peuvent être programmées dans un processeur.
Remarque : si l'on veut effectuer les opérations suivantes :

- quadrant 1 → quadrant 4 ;
- quadrant 4 → quadrant 1 ;

– quadrant 2 → quadrant 3;
– quadrant 3 → quadrant 2,

il faut que le passage soit progressif, avec inversion du signe de la f.é.m.

6.3 Les alimentations à découpage (*switched power DC supplies*)

6.3.1 Définition des alimentations à découpage

Ce sont des convertisseurs de type $(U) \rightarrow (U')$.
Les alimentations à découpage diffèrent essentiellement des hacheurs par l'utilisation systématique d'un transformateur d'isolement dans lequel interviennent des régimes transitoires.
De plus, les alimentations à découpage sont conçues pour fournir en sortie, par filtrage de type r-C ou L-C une tension u_m quasi constante, réglable selon le rapport cyclique α (voir § 6.1).
Cela revient à écrire :

– $< u_m > = U'$ reste constante pour une certaine plage de courant débité (plage réglable);
– la tension $u_m(t)$ en sortie a une ondulation très faible, pour toute variation, même brutale, du courant débité, c'est-à-dire que $\Delta u_m << U'$;
– la fréquence de l'ondulation est élevée (ordre de grandeur : de 20 kHz à 1 MHz);
– une limitation en courant est prévue; le courant débité reste alors constant, même en cas de mise en court-circuit. Cette limitation est réglable.

6.3.2 L'alimentation à découpage *Fly-Back*

C'est la plus simple. Le montage de principe est indiqué à la *figure 6.5*.
On a également représenté sur la figure les formes d'onde des principales grandeurs caractéristiques de ce convertisseur.
Le filtrage est de type r-C. En pratique, r est la résistance équivalente du transformateur au secondaire.
Le principe de fonctionnement de cette alimentation est semblable à celui du hacheur à accumulation.
Le transistor T_r est commandé à la fermeture durant αT_e. Le signal de commande de T_r est du type $d_\alpha(t)$. La diode D est alors bloquée. Il y a alors accumulation d'énergie dans le circuit magnétique du transformateur. Alors $v_p = + U_p^+$ et $v_s = - U_s^+$.
Le transistor est bloqué durant $(1 - \alpha) T_e$. L'énergie accumulée dans le circuit magnétique diminue, ainsi que le flux magnétique, et cette baisse induit une f.é.m. qui impose le courant à travers la diode D. Alors $v_p = - U_p^-$ et $v_s = U_s^-$.
Comme v_p **est une tension périodique au primaire d'un transformateur**, alors $< v_p > = 0$. On a donc aux bornes du primaire du transformateur :

– la tension $U_p^+ = U$;
– la tension $U_p^- = (N_p/N_s) U' = U'/m$.

B CONVERTISSEURS : DESCRIPTION

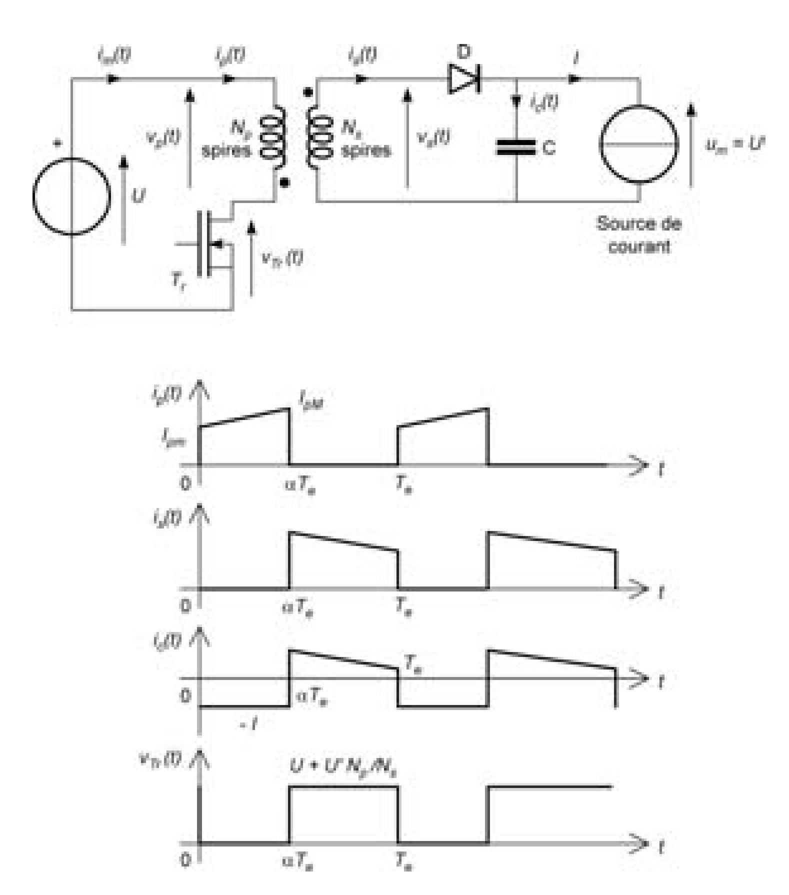


Figure 6.5 – Alimentation à découpage *Fly-Back.*

L'ondulation du courant est donnée par $\Delta i_p = I_{pM} - I_{pm} = \dfrac{U}{L_0}\alpha T_e = \alpha \dfrac{U}{L_0 f_e}$ où L_0 est l'inductance primaire à vide du transformateur (voir *figure 6.2*).

Dans cet ouvrage, on se limite au cas où le flux $\varphi(t)$ dans une spire du transformateur n'est jamais nul. On dit que la **démagnétisation est incomplète**. Cela signifie aussi que $I_{pm} > 0, \forall\ t$.

Comme v_s **est une tension périodique au secondaire d'un transformateur**, alors $< v_s > = 0$. On a donc :

– la tension $U_s^+ = mU$;
– la tension $U_s^- = U'$.

On obtient alors la relation suivante :

$$\alpha U_p^+ = (1 - \alpha) U_p^- \text{ car } < v_p > = 0$$

$$\text{ou bien } \alpha U_s^+ = (1 - \alpha) U_s^- \text{ car } < v_s > = 0$$

ce qui donne :

$$U' = m\frac{\alpha}{1-\alpha}U$$

On obtient de même :

$$\langle i_m \rangle = \langle i_p \rangle = m\frac{\alpha}{1-\alpha}I$$

$$I_{pM} = \langle i_p \rangle + \frac{\Delta i_p}{2} = m\frac{\alpha I}{1-\alpha} + \frac{\alpha U}{2L_0 f_e}$$: valeur maximale du courant primaire

(Voir aussi le formulaire au *tableau 6.3* et également le chapitre 4.)
En pratique :

– le réglage du rapport cyclique α de cette alimentation varie entre 0 et 0,5;
– on prévoit un léger entrefer pour rendre maximale la quantité $W_s = ½L_0 \times I_{pM}^2$ sans saturer le circuit magnétique afin d'emmagasiner le plus d'énergie possible.

6.3.3 L'alimentation à découpage *Forward*

C'est la plus efficace. Le montage de principe est indiqué à la *figure 6.6*.
On a également représenté sur la figure les formes d'onde des principales grandeurs caractéristiques de ce convertisseur. Le filtrage est de type L-C.
Le principe de fonctionnement de cette alimentation ressemble à celui du hacheur série.
Le transistor T_r est commandé à la fermeture durant αT_e. La diode D_s conduit également. Les diodes D_{magn} et D_{RL} sont alors bloquées. Il y a accumulation d'énergie dans le circuit magnétique du transformateur, et transfert au secondaire. On alors $v_p = +U$ et $v_s = +mU$.
L'expression du courant primaire $ip(t)$ est la somme de deux termes :

– le courant « magnétisant » $i_0(t) = \left(\frac{U}{L_0}\right)t$ où L_0 est l'inductance primaire à vide du transformateur (voir *figure 6.2*). Ce courant croît de 0 à $I_{0M} = \left(\frac{U}{L_0}\right)\alpha T_e$.
Cette valeur doit être telle que le circuit magnétique n'est pas saturé;
– le courant secondaire ramené au primaire approximativement égal à mI.

Le courant primaire $i_p(t)$ est donné par $i_p(t) \approx mI + \left(\frac{U}{L_0}\right)t$. Sa valeur maximale est :

$$I_{pM} \approx mI + \left(\frac{U}{L_0}\right)\alpha T_e$$

Le transistor T_r est bloqué durant $(1-\alpha)T_e$. L'énergie accumulée dans le circuit magnétique diminue, ainsi que le flux magnétique. Cette baisse induit une f.é.m.

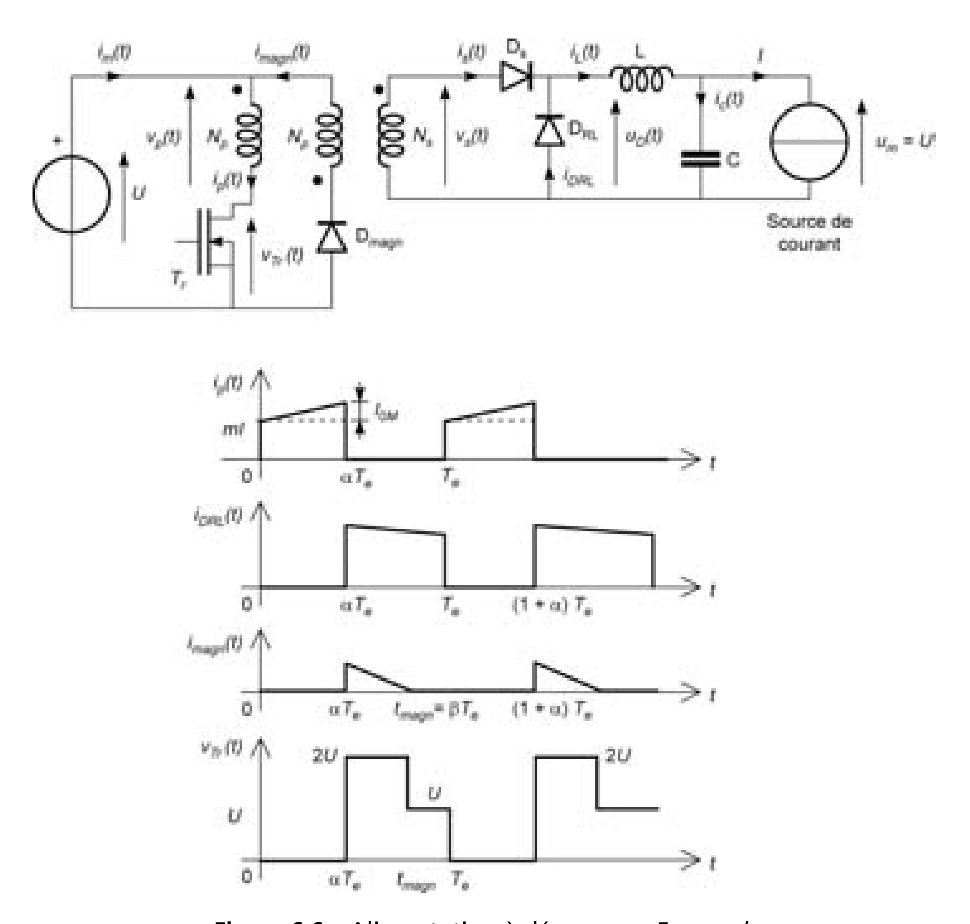


Figure 6.6 – Alimentation à découpage *Forward.*

qui impose le courant à travers la diode D_{magn} jusqu'à ce que le flux magnétique revienne à zéro.
Le courant de démagnétisation est alors tel que :

$$i_{magn}(t') = -\left(\frac{U}{L_0}\right)t' + \left(\frac{U}{L_0}\right)\alpha T_e \text{ avec } t' = t - \alpha T_e$$

Sa valeur maximale a lieu à $t' = 0$, soit $i_{magn\,M} = \left(\dfrac{U}{L_0}\right)\alpha T_e$.

Il est indispensable que le flux $\varphi(t)$ dans une spire du transformateur revienne à zéro avant une nouvelle commande du transistor T_{r}. On dit que la **démagnétisation est complète**. La décroissance du flux dure autant que la croissance.
L'instant t_{magn} pour lequel le flux s'annule est donc tel que :

$t_{magn} = 2\alpha T_e$
avec la condition $t_{magn} < T_e$
soit $\alpha < ½$

Alors $v_p = -U$ et $v_s = -mU$. La diode D_s est bloquée. La diode D_{RL} conduit et est traversée par le courant $i_L(t)$. Alors $i_L(t) = i_c(t) + I$.

On obtient donc la relation suivante :

$$< u_D > = < u_m > = U' = \alpha m U$$

On obtient de même : $< i_m > = \alpha m I$ (voir aussi le formulaire au *tableau 6.3*).

En pratique :

– le réglage du rapport cyclique α de cette alimentation varie entre 0 et 0,5 (strictement);
– on prévoit une alimentation primaire telle qu'il n'y ait pas de saturation du circuit magnétique;
– la tension de « claquage » du transistor à l'état bloqué doit être supérieure à $2U$.

6.3.4 Formulaire des alimentations à découpage

On considère les grandeurs suivantes :

– U, tension fournie par la source, considérée comme positive;
– U', tension réglable en sortie;
– $< i_m >$, valeur moyenne de $i_m(t)$;
– Δi_p, écart de courant au primaire;
– I_{pM}, valeur maximale du courant primaire;
– P, la puissance transmise;

Le formulaire est donné au *tableau 6.3*.

Tableau 6.3 – Grandeurs relatives aux alimentations à découpage.

Caractérisation	Fly-Back Démagnétisation incomplète du transformateur	Forward Démagnétisation complète du transformateur
U'	$m\dfrac{\alpha}{1-\alpha}U$	$\alpha m U$
$< i_m >$	$m\dfrac{\alpha}{1-\alpha}I$	$\alpha m I$
Δi_p	$I_{pM} - I_{pm} = \alpha\dfrac{U}{L_0 f_e}$	$I_{magn\,M} = \alpha\left(\dfrac{U}{L_0}\right)T_e$
I_{pM}	$m\left(\dfrac{\alpha}{1-\alpha}\right)I + \dfrac{\alpha U}{2L_0 f_e}$	$mI + \left(\dfrac{U}{L_0}\right)\alpha T_e$
P	$m\dfrac{\alpha}{1-\alpha}UI$	$\alpha m U I$

Le *tableau 6.3* montre l'avantage de l'alimentation *Forward*, car la puissance transmise est une fonction linéaire du rapport cyclique.

6.3.5 Régimes transitoires des alimentations à découpage

Le changement de commande d'une alimentation à découpage est réalisé :

– soit lors d'un arrêt brutal de la commande, y compris l'arrêt d'urgence;
– soit lors d'un arrêt ou d'un démarrage progressif.

L'arrêt brutal consiste à bloquer le transistor T_r. Il y a alors démagnétisation complète du transformateur, que ce soit pour l'alimentation *Fly-Back*, ou l'alimentation *Forward*.
Le régime transitoire est en principe sans risque, ni pour les composants de puissance, ni pour le transformateur, ni pour les filtres.
La mise en route brutale est à éviter. Des régimes transitoires (généralement des surtensions) peuvent intervenir, et endommager la charge.
Généralement **l'arrêt et le démarrage sont progressifs**. On procède alors comme pour le hacheur.

6.4 Régimes transitoires dans les onduleurs

6.4.1 Les onduleurs en fonctionnement réel périodique

Au chapitre précédent, on n'a considéré que les « comportements idéaux » de certains onduleurs de tension et de courant. Il est fréquent d'utiliser des filtres pour obtenir en sortie un courant ou une tension pratiquement sinusoïdaux. On place également un transformateur pour élever la tension de sortie. On désigne alors par m le rapport de transformation : $m = N_s/N_p$.
Dans ce chapitre, on se limite au cas où :

– l'onduleur est monophasé de tension, alimenté par une source de tension continue U;
– la tension $v_c(t)$ obtenue en sortie après filtrage est pratiquement sinusoïdale :

$$v_c(t) = V'\sqrt{2}\sin(\omega' t)$$

où f' est la fréquence de la tension $v_m(t)$ en sortie de l'onduleur, et $\omega' = 2\pi f'$;

– le courant obtenu en sortie est sinusoïdal :

$$i(t) = I\sqrt{2}\sin(\omega' t - \varphi)$$

– le filtrage n'introduit pas de chute de tension sur la composante fondamentale, notée $v_{sh1}(t)$, de $v_s(t)$;
– l'onduleur est tel que la valeur efficace $V_{m\,eff}$ de $v_m(t)$ est réglable (voir la *figure 6.7*).

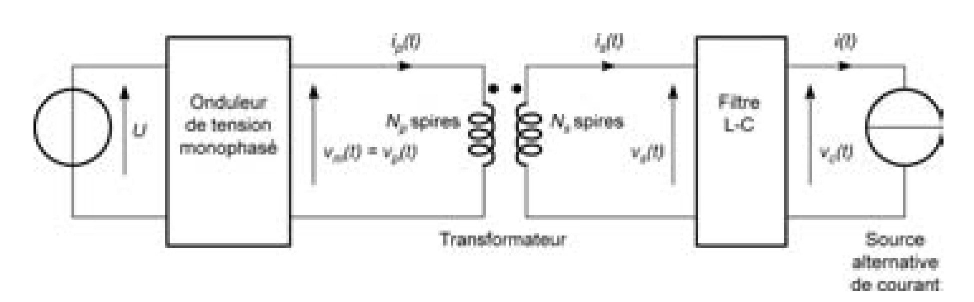


Figure 6.7 – Onduleur monophasé avec filtrage.

On considère que la décomposition en série de Fourier de $v_m(t)$ est de la forme :

$$v_m(t) = V'\sqrt{2}\sin(\omega' t) + \sum_{k=km}^{\infty} V_{hk}\sqrt{2}\,\sin\left(k\omega t + \varphi_{hk}\right)$$

où les harmoniques sont toujours de rang supérieur ou égal à $k = k_m = 3$. **L'harmonique de rang k_m est le premier terme « gênant »**. Si celui-ci est affaibli par filtrage, les harmoniques de rang supérieur le seront encore plus, et on peut alors considérer que $v_m(t)$ **est quasi-sinusoïdale.**

En pratique, on s'efforce d'obtenir une valeur de k_m la plus grande possible, en agissant sur la forme d'onde de $v_m(t)$ (voir *tableau 5.2*).

– La commande est **décalée**. On a alors $k_m = 3$.
– La commande est **à 5 angles précalculés**. On a alors $k_m = 13$.
– La commande est à modulation de largeur d'impulsions (MLI) **bipolaire** à **simple intersection sinus triangle**. On introduit le rapport $M = \dfrac{f_e}{f'} = \dfrac{T'}{T_e}$ qui est généralement réglable (avec $f_e >> f'$). On considère alors que $k_m = M$.
– La commande est à modulation de largeur d'impulsions (MLI) **unipolaire** à **double intersection sinus triangle**. On considère alors que $k_m = 2M$.

Le filtrage L-C peut être :

– à **circuit résonnant série** ou parallèle. On « sélectionne » alors la fréquence $f' = f_0 = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$. Ce filtrage est efficace, mais n'est applicable qu'aux onduleurs à fréquence f' fixe (onduleurs de secours) ;
– **de type R-L-C** (voir aussi le § 6.1.6). C'est un filtre passe-bas dont la fréquence de coupure est voisine de $f_0 = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$. Par ce moyen de filtrage, il est possible d'utiliser l'onduleur à fréquence f' réglable dans une certaine plage de fonctionnement :

$$f'_m < f' < f'_M$$

B

CONVERTISSEURS : DESCRIPTION

Le transformateur se comporte comme un filtre passe-haut. On a approximativement :

$$v_s(t) \approx v_p(t) \text{ au rapport de transformation près si } f' > f_{min}.$$

Cette fréquence est de l'ordre d'une dizaine de hertz et dépend de la technologie du transformateur.
Remarque : certains montages n'utilisent pas de transformateur. On a alors $v_s(t) = v_p(t)$ **pour toute fréquence**.
Le choix de la fréquence de coupure f_0 d'un filtre passe-bas **de type R-L-C** dépend essentiellement :

- de la valeur la plus élevée f'_M de la fréquence de l'onduleur;
- de la valeur la plus faible f'_m de la fréquence de l'onduleur;
- de la valeur f_{min} du transformateur s'il existe;
- de la valeur de k_m.

En principe, $f'_m > f_{min}$. On choisit généralement f_0 telle que :

$$f_0 \leq f'_M \sqrt{k_m} \quad (1)$$

$$f_0 \leq k_m \times f'_m \quad (2)$$

Les deux inéquations permettent d'obtenir un filtrage du premier harmonique « gênant » de $v_m(t)$ pour les fréquences extrêmes de l'onduleur. En divisant ces deux inégalités, on obtient la condition :

$$1 \leq \frac{f'_M}{f'_m} \leq \sqrt{k_m}$$

Cela montre l'importance de la valeur de k_m, non seulement pour la détermination de la fréquence f_0 mais aussi pour l'excursion $\Delta f' = f'_M - f'_m$ de la fréquence f' (voir formulaire du *tableau 6.4*).

Tableau 6.4 – Formulaire du filtrage passe-bas r-l-c des onduleurs de tension monophasés à pont complet.

	k_m	x = réglage de V'	V'	f_0
Commande décalée	3	$\cos\beta$	$\frac{2U\sqrt{2}}{\pi}\cos\beta$	$< \sqrt{3}f'_M$
MLI à 5 angles précalculés avec réglage	13	α	$0{,}722\alpha U$	$< \sqrt{13}f'_M$
MLI bipolaire	M	G	GU	$< \sqrt{M}f'_M$
MLI unipolaire	$2M$	G	GU	$< \sqrt{2M}f'_M$

On désigne par :

– U, la tension continue d'alimentation;
– $i(t) = I\sqrt{2}\sin(\omega' t - \varphi)$;
– k_m, le rang du premier harmonique « gênant » de $v_m(t)$;
– V', la valeur efficace du fondamental de $v_m(t)$.

On retrouve ici l'intérêt de l'utilisation d'une MLI unipolaire : c'est dans ce cas que la fréquence f_0 est la plus élevée, et donc le filtre moins coûteux.

6.4.2 Les onduleurs en régime transitoire dû à un changement de commande

Le changement de commande peut être considéré de trois manières :

– arrêt brutal;
– changement brutal de puissance et de fréquence f' de fonctionnement;
– changement progressif de puissance et de fréquence f' de fonctionnement. Cas du démarrage progressif.

■ Arrêt brutal

Tous les transistors sont bloqués. Seules conduisent les diodes, qui permettent **le retour à zéro du courant** $i(t)$ (ou des courants de chaque phase dans le cas d'un onduleur triphasé de tension), de manière analogue à ce qui se passe dans un hacheur. Mais le processus est plus complexe.
L'opération inverse serait « le démarrage brutal ». Elle est à éviter, car on maîtrise alors difficilement les régimes transitoires en courant qui se produisent.

■ Changement brutal de puissance et de fréquence *f′*

C'est ce que l'on appelle parfois « **la reprise à la volée** ». On modifie brutalement les commandes des transistors pour obtenir une nouvelle fréquence f' et une nouvelle valeur efficace V'. Dans ces conditions, des régimes transitoires dangereux pour les composants électroniques peuvent survenir. L'étude de ces régimes est bien plus complexe que dans le cas du hacheur, et ne peut être présentée ici. On peut être tenté de « **surdimensionner** » les composants de puissance pour éviter leur destruction. Il est surtout recommandé d'utiliser des *drivers* qui protègent chaque transistor contre les surintensités et les surtensions éventuelles.
Un mode de commande réalisant ce type de changement peut être programmé dans un processeur.

■ Changement progressif de puissance et de fréquence *f′*. Démarrage progressif

On désigne par x la grandeur de réglage de V'. Soit x_{in} la valeur initiale correspondant à la puissance P_0, et x_{fin} la valeur finale correspondant à la puissance P_{fin}. Soit f'_{in} la valeur initiale de la fréquence f' et f'_{fin} sa valeur finale.
On désigne par t_{chang} la durée totale du changement, choisie par l'opérateur, pour être compatible avec le fonctionnement de l'ensemble onduleur + charge. On effectue, comme pour les hacheurs, une **interpolation linéaire temporelle sur la commande et sur la fréquence**.

On a alors, en tenant compte de la période d'échantillonnage T_{ech} :

$$x(nT_{ech}) = \left[x_{in} - x_{fin}\right]\left(1 - \frac{nT_{ech}}{t_{chang}}\right) + x_{fin}$$

$$f'(nT_{ech}) = \left[f'_{in} - f'_{fin}\right]\left(1 - \frac{nT_{ech}}{t_{chang}}\right) + f'_{fin}$$

La période d'échantillonnage T_{ech} **est celle qui détermine le changement de valeur de la grandeur de réglage**. Elle est égale à T' pour une commande décalée, ou à la période de la fonction $g(t)$ dans le cas d'une MLI. Si f' est faible ($f' < 10$ Hz), on agit alors sur des durées T_{ech} plus courtes.
Ces lois peuvent être programmées dans un processeur.
Un cas particulier de l'étude précédente est **le démarrage progressif**, où la commande initiale x_{in} correspond à une tension V' nulle.

6.5 Régimes transitoires dans les redresseurs à thyristors

6.5.1 Les redresseurs en fonctionnement réel périodique

On rappelle que, pour la commande de ces redresseurs, on utilise un déclencheur (ou amorceur) électronique imposant la relation concernant l'angle de retard à l'amorçage δ des thyristors de la forme :

– $x = \cos\delta$ pour un pont « tout thyristors » ;

– $x = \dfrac{1+\cos\delta}{2}$ pour un pont mixte (voir le § 5.4.3 et aussi le chapitre 1).

Au chapitre précédent, on a considéré que le courant en sortie du redresseur est constant, caractérisé par une « source de courant I ». En réalité, le fonctionnement des redresseurs est celui qui est représenté au montage de la *figure 6.8*.
Comme pour le hacheur, la f.é.m. E peut être fixe ou variable, positive ou négative. On désigne par V la valeur efficace (fixe) de la tension du secteur.

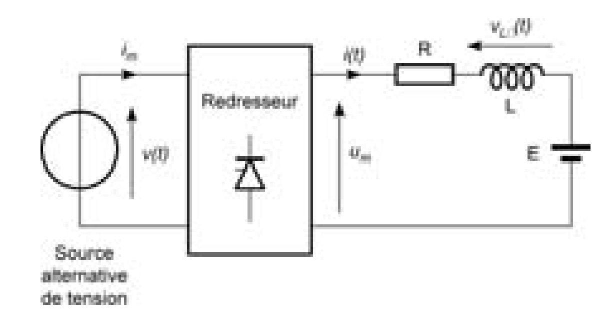


Figure 6.8 – Redresseur à thyristors sur charge r-L-E.

Pour que le fonctionnement du convertisseur soit possible, il est indispensable que :

– la valeur absolue de la f.é.m. $|E| < V\sqrt{2}$ en monophasé;
– la valeur absolue de la f.é.m. $|E| < V\sqrt{6}$ en triphasé.

On considère le *tableau 5.6*. Les relations qui y sont présentées sont celles du **débit continu**, correspondant au cas où $i(t) > 0 \ \forall \ t$.
On a :

– $\langle i \rangle = \dfrac{\langle u_m \rangle - E}{r}$ dans le cas d'un redresseur (quadrant 1);
– $\langle i \rangle = \dfrac{E - \langle u_m \rangle}{r}$ dans le cas d'un onduleur assisté (quadrant 4).

Le **débit est continu** si l'ondulation de courant $\Delta i = I_M - I_m$ **est inférieure à** $2 < i >$.
Pour éviter toute confusion, on note :

– $U'_{cont} = < u_{mc} >$ (*Remarque :* on rappelle que la notation U_c est réservée à la commande en tension du déclencheur à thyristors.);
– $I_c = < i_c >$ les valeurs moyennes obtenues en sortie en cas de **débit continu**.

En revanche, tout fonctionnement tel que $i(t) \geq 0$ est appelé **débit discontinu**. On note alors par la suite :

– $U'_d = < u_{md} >$;
– $I_d = < i_d >$ les valeurs moyennes obtenues en sortie en cas de **débit discontinu**.

Remarque : les relations ci-dessus donnant $< i >$ pour les quadrants 1 et 4 sont valables pour le débit continu ou discontinu. Les cas de fonctionnement sont précisés dans le *tableau 6.5*.

Tableau 6.5 – Débit continu ou discontinu dans un pont à thyristors.

	Relation donnant U'_{cont}	débit **discontinu** certain	débit **continu** possible
PD2 mixte monophasé	$V\dfrac{2\sqrt{2}}{\pi}\left(\dfrac{\cos\delta + 1}{2}\right)$	$0 \leq U'_{cont} < E < V\sqrt{2}$	$0 \leq E < U'_{cont}$
PD2 « tout thyristors » monophasé	$V\dfrac{2\sqrt{2}}{\pi}\cos\delta$	$0 \leq U'_{cont} < E < V\sqrt{2}$ si $0 < \delta < \pi/2$ ou $0 \geq E > U'_{cont}$ si $\pi/2 < \delta < \pi$	$0 \leq E < U'_{cont}$ si $0 < \delta < \pi/2$ ou $0 \geq U'_{cont} > E > -V\sqrt{2}$ si $\pi/2 < \delta < \pi$
PD3 mixte triphasé	$V\dfrac{3\sqrt{6}}{\pi}\left(\dfrac{\cos\delta + 1}{2}\right)$	$0 \leq U'_{cont} < E < V\sqrt{6}$	$0 \leq E < U'_{cont}$
PD3 « tout thyristors » triphasé	$V\dfrac{3\sqrt{6}}{\pi}\cos\delta$	$0 \leq U'_{cont}\ E < V\sqrt{6}$ si $0 < \delta < \pi/2$ ou $0 \geq E > U'_{cont}$ si $\pi/2 < \delta < \pi$	$0 \leq E < U'_{cont}$ si $0 < \delta < \pi/2$ ou $0 \geq U'_{cont} > E > -V\sqrt{6}$ si $\pi/2 < \delta < \pi$

■ Fonctionnement en débit continu

C'est celui qui permet le transfert de puissance le plus important. Il est donc souhaitable, mais pas toujours possible. Même dans le cas où il est possible, il n'est pas certain, puisque la condition :

$$\Delta i < 2 < i_c >$$

doit être vérifiée. C'est la valeur de l'inductance L qui permet d'imposer cette condition. Pour cela, on considère la fonction périodique $v_{L\delta}(t)$ aux bornes de la bobine. On a approximativement :

$$v_{L\delta}(t) \approx u_m(t) - E$$

En considérant le développement en série de Fourier de $u_{mc}(t)$ pour un angle de retard à l'amorçage δ fixé, on désigne par T_e la période :

$$u_{mc}(t) = < u_{mc} > + \sum_{k=1}^{\infty} U_{mchk\delta}\sqrt{2}\sin\left(k\omega_e t + \varphi_{hk}\right)$$

avec $< u_{mc}(t) > \approx E$.
Cela signifie que :

$$v_{L\delta}(t) \approx \sum_{k=1}^{\infty} U_{mchk\delta}\sqrt{2}\sin\left(k\omega_e t + \varphi_{hk}\right)$$

(Voir le § 6.1.3.)
Le terme fondamental $v_{Lh1\delta}(t)$ est sinusoïdal de période T_e et donc de pulsation $\omega_e = \dfrac{2\pi}{T_e}$. C'est généralement lui qui a l'amplitude la plus grande.
On écrit alors :

$$v_{Lh1\delta}\left(t\right) = U_{mch1\delta}\sqrt{2} \times \sin\left(\omega_e t + \varphi_{h1}\right)$$

On en déduit une valeur approximative de l'ondulation du courant :

$$\Delta i = I_M - I_m \approx \frac{2 \times U_{mch1\delta}\sqrt{2}}{L\omega_e}$$

La condition $\Delta i < 2 < i_c >$ impose une condition sur le choix de l'inductance L.

En pratique, on cherche les conditions les plus défavorables pour déterminer L. C'est lorsque $\delta = \pi/2$ que $U_{mch1\delta}$ est maximal, sauf pour le PD2 pont mixte monophasé où le maximum intervient à $\delta = \pi/3$.

On note U_{mch1M} ce maximum. On obtient alors les conditions de **débit continu** :

– Le **débit continu est possible** selon le *tableau 6.5*.
– L'inductance de lissage du courant vérifie l'inégalité stricte :

$$L > \frac{U_{mh1M}\sqrt{2}}{\langle i \rangle \times \omega_e}$$

(Voir le *tableau 6.6*.)

■ Fonctionnement en débit discontinu

Il est parfois intéressant car son avantage essentiel est que la valeur maximale de $i(t)$ reste faible et surtout que ce courant s'annule à chaque période de fonctionnement T_e. On rappelle que si l'amorçage d'un thyristor est facile à obtenir, par des impulsions envoyées sur la gâchette, le blocage n'est possible que si le courant traversant le thyristor s'annule.

– Lorsqu'un pont à thyristors fonctionne **en débit continu**, le courant $i(t)$ n'est jamais nul. On n'obtient un courant nul dans un thyristor que par l'amorçage du thyristor suivant. Si l'on stoppe l'amorçage de tous les thyristors, un régime transitoire incontrôlable peut intervenir, en particulier dans le cas du pont mixte, ou de l'onduleur assisté.
– Lorsqu'un pont à thyristors fonctionne **en débit discontinu**, le courant $i(t)$ est nul périodiquement. Si l'on stoppe l'amorçage de tous les thyristors, un régime transitoire intervient, toujours contrôlable (voir § 6.5.2 : régime transitoire dû à un changement de commande).

Les conditions de commande des thyristors ont été précisées au § 5.4.3.

Considérons le cas du montage PD2 **monophasé**, « **tout thyristors** ». On est amené à introduire l'angle ψ tel que $\sin\psi = \frac{|E|}{V\sqrt{2}}$. En débit discontinu, l'amorçage n'est possible :

– que pour $\pi - \psi > \delta > \psi$ en fonctionnement redresseur si $E > 0$;
– que pour $\pi/2 < \delta < \pi - \psi < \pi$ en fonctionnement onduleur assisté si $E < 0$.

À partir du montage de la *figure 6.7*, on a l'équation différentielle :

$$V\sqrt{2}\sin\theta - E = L\omega\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}\theta} + ri$$

en posant $\omega = 1/T$ et $\theta = \omega t$ avec T période (fixe) du secteur et V la valeur efficace (fixe) de la tension du secteur.

L'intégration de cette équation différentielle montre qu'à une valeur de l'angle de retard $\theta = \delta$ fixée, avec $0 < \delta < \pi$ pour laquelle $i = 0$, correspond une autre valeur $\theta = \beta$ telle que $0 < \delta < \beta$ qui annule également $i(\theta)$. On a en définitive :

$i(\theta) > 0$ pour $\theta \in]\delta; \beta[$ modulo π; nul partout ailleurs.

Considérons maintenant le cas du montage PD3 **triphasé, « tout thyristors »**.

On est amené à introduire l'angle μ tel que $\sin\mu = \dfrac{|E|}{V\sqrt{6}}$. En débit discontinu, l'amorçage n'est possible :

- que pour $\pi - \mu > \delta > \mu$ en fonctionnement redresseur si $E > 0$;
- que pour $\pi/2 < \delta < \pi - \mu < \pi$ en fonctionnement onduleur assisté si $E < 0$.

À partir du montage de la *figure 6.7*, on a l'équation différentielle pour un PD3 « tout thyristors » :

$$V\sqrt{6}\sin\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) - E = L\omega\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}\theta} + ri$$

en posant V la valeur efficace (fixe) de la tension phase-neutre (phase 1) du secteur. L'intégration de cette équation différentielle montre qu'à une valeur de l'angle de retard $\theta = \delta + \pi/6$ fixée, avec $0 < \delta < \pi$ pour laquelle $i = 0$, correspond une autre valeur $\theta = \beta + \pi/6$ telle que $0 < \delta + \pi/6 < \beta + \pi/6$ qui annule également $i(\theta)$. On a en définitive :

$i(\theta) > 0$ pour $\theta \in]\delta + \pi/6; \beta + \pi/6[$ modulo $\pi/3$; nul partout ailleurs

Ces deux cas présentés ci-dessus illustrent le fonctionnement en **débit discontinu**.

- Si le débit **discontinu est certain** (voir *tableaux 6.5 et 6.6*), il existe toujours un angle β à partir duquel le courant $i(t)$ est nul.
- Si le débit discontinu intervient alors que le débit continu est possible, mais l'inductance est trop faible, il existe **parfois** un angle β à partir duquel le courant $i(t)$ est nul.

La valeur de β peut être déterminée :

- soit par un abaque;
- soit par simulation à l'ordinateur (logiciels PSpice, SIMULINK, LabVIEW…);
- soit par mesure à l'oscilloscope où grâce au logiciel LabVIEW.

Une fois connue la valeur de β, il est possible de déterminer $U'_d = \langle u_{md} \rangle$.

Remarque : on peut passer du débit discontinu au débit continu en augmentant progressivement $\langle i \rangle$.

■ Formulaire

On précise que :

- $U_{mch1\delta}$ est l'amplitude du fondamental de $u_m(t)$ correspondant à l'angle de retard à l'amorçage δ;
- U_{mch1M} est la valeur maximale de l'amplitude du fondamental de $u_m(t)$.

Tableau 6.6 – Formules de débit continu ou discontinu dans un pont à thyristors.

	$U'_d = \langle u_{md} \rangle$ débit **discontinu**	débit **discontinu** certain si	$U_{mch1\delta}$ débit **continu**	U_{mch1M} débit **continu**
PD2 mixte monophasé	$V\frac{\sqrt{2}}{\pi}(\cos\delta - \cos\beta) + E\frac{\pi+\delta-\beta}{\pi}$ si $\beta < \pi$, avec $E > 0$ ou $V\frac{\sqrt{2}}{\pi}(\cos\delta + 1) + E\frac{\pi+\delta-\beta}{\pi}$ si $\pi < \beta < \pi + \delta$, avec $E > 0$	$\beta < \pi + \delta$	$V\frac{2}{3\pi}\sqrt{5 + 6\cos\delta - 3\cos^2\delta - 4\cos^3\delta}$	$V\frac{\sqrt{3}}{\pi}$ pour $\delta = \pi/3$
PD2 « tout thyristors » monophasé	$V\frac{\sqrt{2}}{\pi}(\cos\delta - \cos\beta) + E\frac{\pi+\delta-\beta}{\pi}$	$\beta < \pi + \delta$	$V\frac{2}{3\pi}\sqrt{10 - 6\cos 2\delta}$	$V\frac{8}{3\pi}$ pour $\delta = \pi/2$
PD3 mixte triphasé	$V\frac{3\sqrt{6}}{\pi}\left(\frac{\cos\delta + 1}{2}\right) + E\frac{\frac{2\pi}{3}+\delta-\beta}{\frac{2\pi}{3}}$ si $5\pi/6 < \beta < 2\pi/3 + \delta$, avec $E > 0$ (voir remarque)	$\beta < 2\pi/3 + \delta$	$V\frac{3\sqrt{3}}{4\pi}\sqrt{1 - \cos 2\delta}$	$V\frac{3\sqrt{6}}{4\pi}$ pour $\delta = \pi/2$
PD3 « tout thyristors » triphasé	$V\frac{3\sqrt{6}}{\pi}\left(\cos\left(\delta + \frac{\pi}{3}\right) - \cos\left(\beta + \frac{\pi}{3}\right)\right) + E\frac{\frac{\pi}{3}+\delta-\beta}{\frac{\pi}{3}}$	$\beta < \pi/3 + \delta$	$V\frac{3\sqrt{3}}{35\pi}\sqrt{74 - 70\cos 2\delta}$	$V\frac{36\sqrt{3}}{35\pi}$ pour $\delta = \pi/2$

Remarque :
Dans le cas du pont mixte triphasé, le calcul n'est simple que si $\pi/6 + \beta > \pi$.
Calcul du **courant moyen** : **débit continu ou discontinu** :

$$\langle i \rangle = \frac{\langle u_m \rangle - E}{r} \text{ en redresseur ou en onduleur}$$

Calcul de la **puissance moyenne** :
débit continu :

$$P \approx U'_{cont} \times < i > \text{ (voir } \textit{tableau 6.5}\text{)}$$

$$\text{si } \Delta i << < i >$$

débit discontinu :

$$P = < u_{md} \times i >$$

La quantité $U'_d \times < i >$ n'est pas la valeur moyenne de la puissance.

6.5.2 Les redresseurs en régime transitoire dû à un changement de commande

Le changement de commande d'un redresseur est réalisé :
- soit lors d'un arrêt brutal de la commande des thyristors;
- soit lors d'un arrêt ou d'un démarrage progressif;
- soit, lorsque c'est possible, lors d'un changement de quadrant de fonctionnement.

■ L'arrêt d'urgence

Il est généralement obtenu en bloquant l'arrivée des impulsions sur les gâchettes des thyristors. Plusieurs cas peuvent se présenter :
- un régime transitoire assuré par des diodes ou un **circuit thyristor-diode en série** permet le retour à zéro de l'énergie stockée dans la bobine d'inductance L (ordre de grandeur : 10 ms à 50 ms);
- le débit était **préalablement discontinu**, et le retour à zéro du courant $i(t)$ est rapide;
- un régime **permanent** « **parasite** » peut s'installer dans les cas suivants :
  - par un circuit comportant un **circuit thyristor-diode en série** (cas du pont mixte); la source alternative fournit alors périodiquement de la puissance à la charge,
  - par un **circuit thyristor-thyristor en série** (cas de l'onduleur assisté); la source à courant continu fournit alors un courant permanent qui ne peut plus être annulé.

Dans les deux cas, le convertisseur devient **incontrôlable**.
Quel que soit le redresseur, et quel que soit le fonctionnement, l'arrêt d'urgence est immédiat et sans danger en **débit discontinu**.

Il est donc toujours préférable alors de déplacer la commande de l'angle d'amorçage δ des thyristors vers un débit discontinu **avant l'arrêt des impulsions vers les gâchettes**. Ce type de commande peut être programmé dans un processeur.

■ L'arrêt et le démarrage progressifs

L'angle de retard à l'amorçage δ est tel que le terme $x = \cos\delta$ pour un pont « tout thyristors » (ou $x = \dfrac{\cos\delta + 1}{2}$ pour un pont mixte) **varie linéairement** en fonction du temps jusqu'à obtenir une puissance transmise nulle. On obtient alors, en introduisant les relations U_{D2} et U_{D3} obtenues pour un redresseur en pont à diodes (voir *tableaux 5.5, 5.6 et 5.7*) :

$$U_c' = x\,V\frac{2\sqrt{2}}{\pi} = x\,U_{D2} \text{ pour un pont monophasé}$$

$$U_c' = x\,V\frac{3\sqrt{6}}{\pi} = x\,U_{D3} \text{ pour un pont triphasé}$$

L'arrêt progressif est obtenu en réduisant régulièrement la commande de la puissance. **La f.é.m. E varie, et $|E| \to 0$.** Deux cas peuvent être considérés :

1) Soit x_0 la valeur telle que $P = 0$. Soit $x(t = 0)$ la valeur **initiale** de la commande correspondant à une puissance $P(t = 0)$. On impose alors une loi « d'interpolation linéaire temporelle » entre $x(t = 0)$ et x_0 :

$$x(nT_e) = \left[x(t=0) - x_0\right]\left(1 - \frac{nT_e}{t_{arret}}\right) + x_0$$

On rappelle que le temps est « discrétisé » selon l'échantillonnage T_e, période de commande du convertisseur. Pour $n = 0$, on a $t = 0$. Si T est la période du secteur, on a :

- $T_e = T/2$ pour un pont PD2 monophasé;
- $T_e = T/3$ pour un redresseur « pont mixte » PD3 triphasé;
- $T_e = T/6$ pour un pont « tout thyristors » PD3 triphasé.

Cette loi peut être programmée dans un processeur.

Le choix du temps t_{arret} dépend de l'opérateur. Il doit être suffisamment grand pour éviter des courants trop élevés dans le convertisseur.

2) La loi d'évolution de **la f.é.m. $E(t)$ en fonction du temps est connue et imposée**. On considère que l'arrêt correspond au cas où $E = 0$ (cas d'un moteur à excitation séparée). On s'efforce alors de fonctionner à **courant I constant**.

Pour un redresseur **fonctionnant dans le quadrant 1**, la loi de variation de la commande x en débit continu est alors (E et $I > 0$) :

$$x(nT_e) = \frac{E(nT_e) + rI}{U_D}$$

Pour un onduleur assisté **fonctionnant dans le quadrant** 4, la loi de variation de la commande x en débit continu est alors ($E < 0$ et $I > 0$) :

$$x\left(nT_e\right) = \frac{E\left(nT_e\right) + rI}{U_D}$$

Toutes ces lois peuvent être programmées dans un processeur.
Le **démarrage progressif** est obtenu en faisant **l'opération inverse** d'un arrêt progressif (voir aussi un exemple de simulation de redresseurs à thyristors sur SIMULINK à la *figure 8.9*).

■ Le changement de quadrant de fonctionnement

□ Passage progressif du quadrant 1 au quadrant 4

Il n'est possible que pour les ponts « tout thyristors ». Il est obtenu **en réduisant régulièrement** la commande de la puissance, jusqu'à la puissance nulle, puis la montée progressive de la puissance dans l'échange inverse. **La f.é.m. E varie diminue, s'annule puis change de signe, et $E \to E_{fin}$** valeur finale négative.
Soit $x(t = 0)$ la valeur **initiale** de la commande, correspondant à une puissance $P(t = 0)$. Soit x_0 la valeur de x telle que $P = 0$. Soit x_{fin} la valeur finale de la commande telle que $P = P_{fin}$ (avec changement de signe pour la puissance). On impose :

– d'abord une loi « d'interpolation linéaire temporelle » entre $x(t = 0)$ et x_0 :

$$x\left(nT_e\right) = \left[x\left(t = 0\right) - x_0\right]\left(1 - \frac{nT_e}{t_{arret}}\right) + x_0$$

– ensuite une loi « d'interpolation linéaire temporelle » entre x_0 et x_{fin}. On désigne par t_{nquad} la durée du changement vers cette nouvelle puissance, et par $n'T_e = nT_e - t_{arret}$:

$$x\left(n'T_e\right) = \left[x_0 - x_{fin}\right]\left(1 - \frac{n'T_e}{t_{nquad}}\right) + x_{fin}$$

La durée totale du changement de quadrant est alors $t_{chang} = t_{arret} + t_{nquad}$. Il peut durer plusieurs minutes.
Ces lois peuvent être programmées dans un processeur.
Le choix des temps t_{arret} et t_{nquad} dépend de l'opérateur. Ils doivent être suffisamment grands pour éviter des courants trop élevés dans le pont.

□ Passage brutal

C'est encore « **une reprise à la volée** ». On veut, par exemple, rendre plus efficace le freinage d'un moteur, qui fonctionne alors en génératrice. Il est nécessaire d'utiliser alors un « double pont » constitué de deux ponts « tout thyristors » en tête-bêche, qui fonctionne en 4 quadrants (voir *figure 5.22*).

La durée du changement est souvent courte :

– à $t \leq 0$ la commande du pont P_{Th} en débit continu est x avec $\langle i \rangle = \dfrac{xU_D - E}{r} > 0$;
– on effectue à partir de $t = 0$ le passage **quadrant 1 → quadrant 2**, à valeur constante de E, en bloquant les thyristors en **débit discontinu** (donc les impulsions d'amorçage) du pont P_{Th} durant t_{annul}. **Une fois ce temps écoulé**, le courant $i(t)$ est nul ;
– ensuite, on **amorce les thyristors du pont P'_{Th}**, d'abord en **débit discontinu**, puis **jusqu'à ce que le courant $i(t)$ atteigne la valeur négative souhaitée** ;
– enfin, on ajuste la commande du pont P'_{Th} en onduleur. Sa commande est x' avec $\langle i \rangle = \dfrac{x'U_D - E}{r} < 0$. On a nécessairement $x' < x$.

En utilisant toujours le double pont, il est possible de prévoir, comme précédemment, à E constant les changements suivants, comme pour le hacheur 4Q :

– quadrant 2 → quadrant 1 ;
– quadrant 3 → quadrant 4 ;
– quadrant 4 → quadrant 3.

Toutes ces commandes peuvent être programmées dans un processeur.
Remarque : si l'on veut effectuer les opérations suivantes :

– quadrant 1 → quadrant 4 ;
– quadrant 4 → quadrant 1 :
– quadrant 2 → quadrant 3 ;
– quadrant 3 → quadrant 2,

il faut que le passage soit progressif, avec inversion du signe de la f.é.m.

6.6 Les gradateurs

6.6.1 Les divers types de gradateurs à thyristors ou à triacs

Le **gradateur à thyristors ou à triac** remplace **l'autotransformateur**. La conversion est de type $(V, f) \to (V', f)$. Ce type de convertisseur est à fréquence $f = 1/T$, **celle du secteur**, dont le fonctionnement est imposée par le secteur.
Le classement des gradateurs dépend essentiellement :

– du fait qu'il est monophasé ou triphasé ;
– de la nature de la charge : résistive pure, inductive pure, L-R, ou L-R-e où e est une f.é.m. de valeur efficace constante, de même fréquence.

On utilise un déclencheur (ou amorceur) électronique imposant la relation de la forme $\delta = \pi(1 - x)$ pour la commande de l'angle de retard à l'amorçage δ des thyristors ou des triacs (voir les § 1.2.3 et § 1.3.3).

6.6.2 Le gradateur monophasé

Le montage d'étude du gradateur monophasé est présenté à la *figure 6.9*.

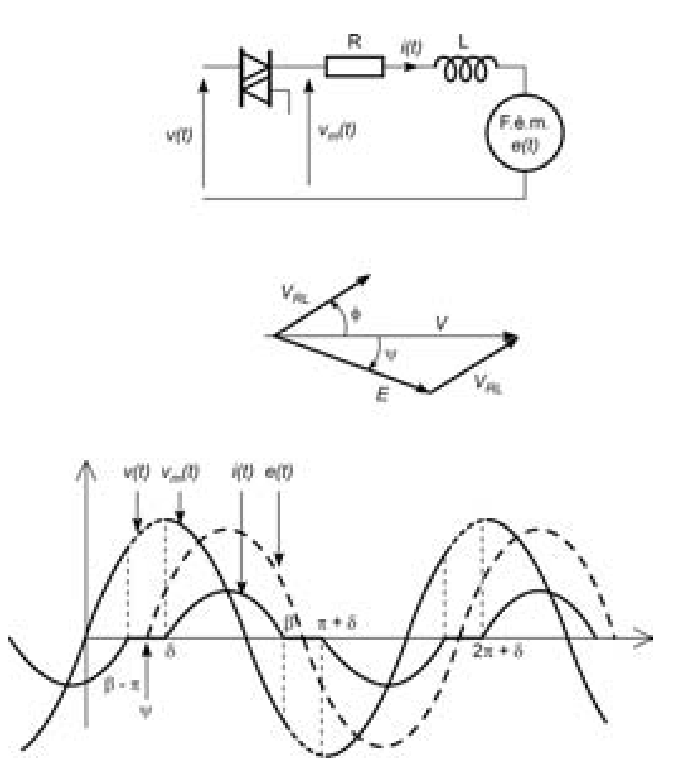


Figure 6.9 – Gradateur monophasé sur charge R-L-e.

La source est le secteur imposant la tension $v(t) = V\sqrt{2}\sin(\omega t)$. On désigne par θ la quantité $\theta = \omega t$, ce qui donne $v(\theta) = V\sqrt{2}\sin\theta$.
Le récepteur est :

– actif, avec la f.é.m. $e(\theta) = E\sqrt{2}\sin(\theta - \psi)$;
– passif, avec le circuit R-L.

On considère par la suite que la valeur efficace E de la f.é.m. et l'angle ψ **sont imposés par les conditions de fonctionnement, mais indépendants de l'angle d'amorçage δ.**
On obtient alors l'équation différentielle suivante :

$$V\sqrt{2}\sin\theta - E\sqrt{2}\sin(\theta - \psi) = L\omega\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}\theta} + ri$$

ce qui revient à écrire :

$$V_{RL}\sqrt{2}\sin(\theta + \phi) = L\omega\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}\theta} + ri$$

en transformant l'expression $V\sqrt{2}\sin\theta - E\sqrt{2}\sin(\theta - \psi) = V_{RL}\sqrt{2}\sin(\theta + \phi)$ **grâce au diagramme de Fresnel.** La valeur V_{RL} est la tension efficace de la tension sinusoïdale **équivalente** appliquée au circuit R-L (voir *figure 6.9*).

On introduit l'angle φ tel que $\tan\varphi = \dfrac{L\omega}{R}$.

L'intégration de cette équation différentielle montre qu'à une valeur de l'angle de retard $\theta = \delta$ fixée, avec $\delta_{min} < \delta < \pi$ pour laquelle $i = 0$, correspond une autre valeur $\theta = \beta$ telle que $0 < \delta < \beta$ qui annule également $i(\theta)$.

En pratique, $\delta_{min} \geq + \varphi - \phi$.

On a, en définitive :

– pour l'alternance positive $i(\theta) > 0$ pour $\theta \in]\delta; \beta[$ modulo 2π; nul partout ailleurs;
– pour l'alternance négative $i(\theta) < 0$ pour $\theta \in]\delta + \pi; \beta + \pi[$ modulo 2π; nul partout ailleurs.

La tension $v_{RL\delta\beta}(\theta) = V_{RL}\sqrt{2}\sin(\theta + \phi)$ **seulement** pour $\theta \in]\delta; \beta[$et pour $\theta \in]\delta + \pi; \beta + \pi[$.

Sa valeur efficace $V_{RL\delta\beta_eff}$ est inférieure à V_{RL}.

Le gradateur peut servir, selon le réglage de δ, et en faisant varier V' :

– à faire varier la puissance active fournie à une source alternative;
– à faire varier la puissance active dissipée dans une résistance pure;
– à faire varier la puissance réactive fournie à une bobine d'inductance pure.

La tension appliquée $v_{RL\delta\beta}(t)$ aux bornes du circuit R-L lorsque les thyristors ou le triac conduit(sent) est périodique, alternative, mais non sinusoïdale. On écrit sa décomposition de Fourier en isolant le fondamental, qui a une valeur efficace qui dépend à la fois de δ et de β.

$$v_{RL\delta\beta}(t) = V_{h1\delta\beta}\sqrt{2}\sin(\omega t + \phi_{h1}) + \sum_{k=2}^{\infty} V_{hk}\sqrt{2}\sin\left(k\omega t + \phi_{hk}\right)$$

$$\text{avec } V_{RL\delta\beta_eff}^{\,2} = V_{h1\delta\beta}^{\,2} + \sum_{k=2}^{\infty} V_{hk}^2$$

Le courant $i(t)$ est périodique, alternatif, mais non sinusoïdal. On écrit également sa décomposition de Fourier en isolant le fondamental, qui a une valeur efficace qui dépend à la fois de δ et de β.

$$i(t) = I_{h1\delta\beta}\sqrt{2}\sin(\omega t - \varphi_{h1}) + \sum_{k=2}^{\infty} I_{hk}\sqrt{2}\sin\left(k\omega t - \varphi_{hk}\right)$$

$$\text{avec } I_{eff}^2 = I_{h1\delta\beta}^{\,2} + \sum_{k=2}^{\infty} I_{hk}^2$$

D'une manière générale, on peut écrire :

$$I_{h1\delta\beta} = \frac{V_{h1\delta\beta}}{\sqrt{R^2 + (L\omega)^2}}$$

$$\varphi_{h1} = \varphi - \phi_{h1}$$

La valeur efficace de la tension $v_m(t)$ fournie à la charge est donnée par :

$$V_{m_eff}^2 = \frac{1}{\pi}\int_{\delta}^{\beta}\left(V\sqrt{2}\right)^2 \sin^2\theta\, d\theta$$

ce qui donne :

$$V_{m_eff} = \frac{V^2}{\pi}\int_{\delta}^{\beta} 2\sin^2\theta\, d\theta = \frac{V^2}{\pi}\int_{\delta}^{\beta}\left(1-\cos 2\theta\right)d\theta$$

On obtient, après intégration :

$$V_{m_eff} = V\sqrt{\frac{\beta-\delta}{\pi} + \frac{\sin(2\delta)-\sin(2\beta)}{2\pi}}$$

On remarque :

– que la relation $V_{m-eff} = f(\delta, \beta)$ n'est pas linéaire vis-à-vis de δ;
– que $\beta = \pi$ en cas de charge passive résistive pure.

Exemple de montage : le triac BTA08 BW/CW relié au réseau 230 V – 50 Hz, et supportant 8 A. La protection par protistor sur 10 ms doit être inférieure à $I^2t = 32\ A^2s$.

■ Formulaire du gradateur monophasé

Il est donné au *tableau 6.7.*

Rappel : l'amorçage n'est possible que si $\pi > \delta > \delta_{min} = \varphi - \phi$.

Remarques :

– **La valeur efficace** du courant n'est calculable directement que lorsque la charge est passive et résistive pure. La puissance active alors :

$$P_R = V^2 \times \frac{1}{R}\left[\frac{\pi-\delta}{\pi} + \frac{\sin(2\delta)}{2\pi}\right] = RI_{eff}{}^2$$

– **La puissance réactive** est difficilement calculable, sauf dans le cas où la charge est passive, et inductive pure. Elle vaut alors $Q_L = V^2 \times \frac{2}{L\omega}\left[\frac{\pi-\delta}{\pi} + \frac{\sin(2\delta)}{2\pi}\right]$.

– **Lorsque la charge est active**, on néglige la puissance active dissipée dans la résistance R.

Si l'on utilise la relation $\delta = \pi(1-x)$ (voir au § 1.2.3), cela revient à écrire, pour les puissances active et réactive :

$$P_R = V^2 \times \frac{1}{R}\left[x - \frac{\sin(2x)}{2\pi}\right]$$

$$Q_L = V^2 \times \frac{2}{L\omega}\left[x - \frac{\sin(2x)}{2\pi}\right]$$

On obtient dans les deux cas un réglage **quasi-linéaire des puissances en fonction de *x*.**

Tableau 6.7 – Formules du gradateur monophasé.

	ϕ	φ	V_{m_eff}	$I_{h1\delta\beta}$	P	S
Charge passive résistive pure ***L* et *E* = 0**	0	0	$V\sqrt{\frac{\pi-\delta}{\pi}+\frac{\sin(2\delta)}{2\pi}}$	$\frac{V_{h1\delta\beta}}{R}$	$\frac{V^2_{m-eff}}{R}$	$V_{m_eff} \times I_{eff}$
Charge passive inductive pure **(*R* et *E* = 0)**	0	$\pi/2$	$V\sqrt{\frac{\beta-\delta}{\pi}+\frac{\sin(2\delta)-\sin(2\beta)}{2\pi}}$ avec $v_{RL}(\beta)=0$	$V \times \frac{2}{L\omega}\left[\frac{\pi-\delta}{\pi}+\frac{\sin(2\delta)}{2\pi}\right]$	0	$V_{m_eff} \times I_{eff}$
Charge active ***R-e*** **(*L* = 0)**	= 0	0	$V\sqrt{\frac{\beta-\delta}{\pi}+\frac{\sin(2\delta)-\sin(2\beta)}{2\pi}}$ avec $v_{Re}(\beta)=0$	$\frac{V_{h1\delta\beta}}{R}$	$E \times I_{h1\delta\beta}$ $\cos(\psi-\varphi_{h1})$	$V_{m_eff} \times I_{eff}$
Charge active ***L-e*** ***R* = 0**	> 0	$\pi/2$	$V\sqrt{\frac{\beta-\delta}{\pi}+\frac{\sin(2\delta)-\sin(2\beta)}{2\pi}}$ avec $v_{Le}(\beta)=0$	$\frac{V_{h1\delta\beta}}{L\omega}$	$E \times I_{h1\delta\beta}$ $\cos(\psi-\varphi_{h1})$	$V_{m_eff} \times I_{eff}$

6.6.3 Les gradateurs triphasés

Les montages sont nombreux. Les plus simples sont ceux dont l'étude revient à celle de trois gradateurs monophasés, montés en étoile ou en triangle.
On utilise très souvent le gradateur triphasé :

– pour régler la vitesse d'un moteur asynchrone;
– pour faire varier la puissance « de chauffe » d'un montage triphasé de résistances;
– pour faire varier la puissance réactive fournie à un système triphasé équilibré de bobines.

6.6.4 Changement de commande dans un gradateur

■ Arrêt brutal

Comme le courant s'annule à chaque demi-période, il suffit d'arrêter l'envoi des impulsions d'amorçage pour provoquer un arrêt brutal, à condition de respecter l'inégalité :

$$\text{si } \pi > \delta > \delta_{min} = \varphi - \phi$$

pour tous les cas de fonctionnement, sinon un régime **transitoire parasite** peut s'introduire avec un **courant** $\boldsymbol{i(t)}$ **non alternatif**. C'est ce qui arrive si $\delta < \delta_{min}$.

■ Changement progressif de commande

Le gradateur ne fonctionne que dans un seul quadrant. Dans le cas d'une modification progressive de la commande, on procède comme suit :

– soit x_{fin} la valeur telle que $P = P_{fin} > 0$;
– soit $x(t = 0)$ la valeur **initiale** de la commande correspondant à une puissance $P(t = 0) > 0$.

On impose alors une loi « d'interpolation linéaire temporelle » entre $x(t = 0)$ et x_{fin} :

$$x(nT_e) = \left[x(t = 0) - x_{fin}\right]\left(1 - \frac{nT_e}{t_{chang}}\right) + x_{fin}$$

en respectant en permanence la condition :

$$\pi > \delta > \delta_{min} = \varphi - \phi$$

On rappelle que le temps est « discrétisé » selon l'échantillonnage T_e, période de commande du convertisseur. Pour $n = 0$, on a $t = 0$. Si T est la période du secteur, on a dans tous les cas :

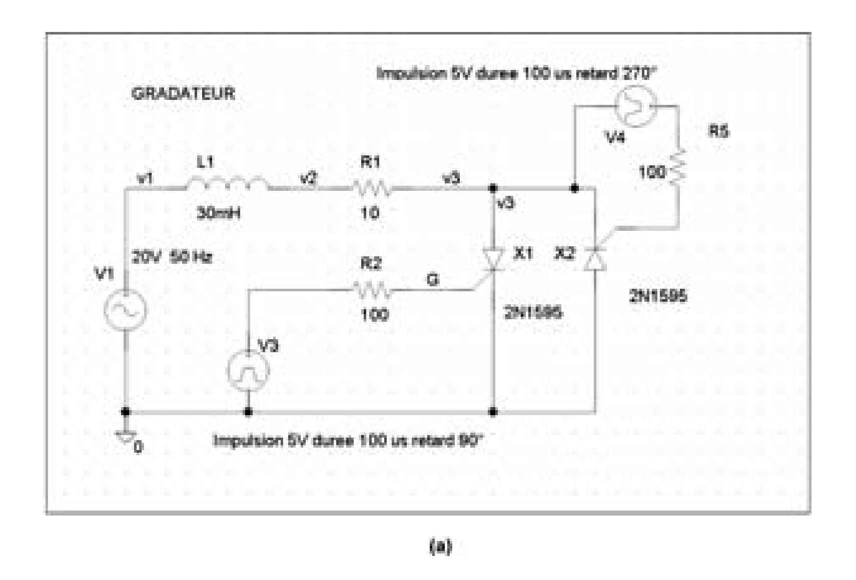
– $T_e = T/2$ pour un gradateur monophasé;
– $T_e = T/6$ pour un gradateur triphasé.

Le choix du temps t_{chang} dépend de l'opérateur. Il doit être suffisamment grand pour éviter des courants trop élevés dans le convertisseur.
Cette loi peut être programmée dans un processeur.
On procède de même pour un démarrage progressif ou un arrêt progressif.

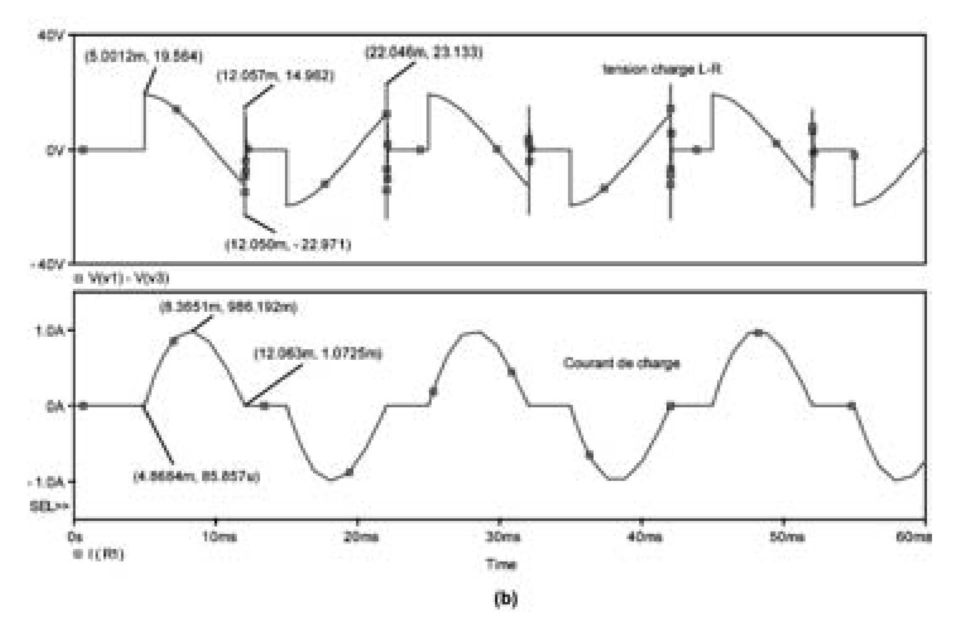
6.7 Utilisation des logiciels PSpice et LabVIEW

6.7.1 Utilisation du logiciel PSpice

À la *figure 6.10*, on a simulé le fonctionnement d'un gradateur monophasé alimenté par une tension d'amplitude 20 V, de fréquence 50 Hz, débitant sur charge L-R.



(a)



(b)

Figure 6.10 – Simulation d'un gradateur monophasé sur charge *R-L*.

La résistance de charge vaut $R = 10\ \Omega$ et l'inductance $L = 30$ mH. On commande chaque thyristor comme indiqué sur le schéma par un générateur d'impulsion noté V3 pour X1 et V4 pour la commande de X2.
On observe la tension de sortie du gradateur pour un angle de retard $\delta = 90°$ (soit 5 ms).
Le courant $i(t)$ dans la charge est maximal pour $t = 8{,}365$ ms (soit 150,5°) ; la valeur maximale est de 0,986 A.
L'annulation du courant a lieu à l'instant $t = 12{,}05$ ms (soit 217,1°).

6.7.2 Utilisation du logiciel LabVIEW

■ Commande d'un onduleur monophasé

Cette commande est utilisée pour le fonctionnement d'une maquette expérimentale. On effectue la comparaison :

– d'une générateur porteuse (instance 1) où le niveau et la fréquence f_e sont réglables par potentiomètre réalisant la fonction $tri(t)$;
– avec la fonction sinusoïdale où le niveau G et la fréquence f sont réglables par potentiomètre. La comparaison s'effectue à l'instance 3 qui fournit le signal à modulation de largeur d'impulsions visualisé sur l'oscilloscope noté MLI.

La sortie analogique de la commande s'effectue par l'instance 4.

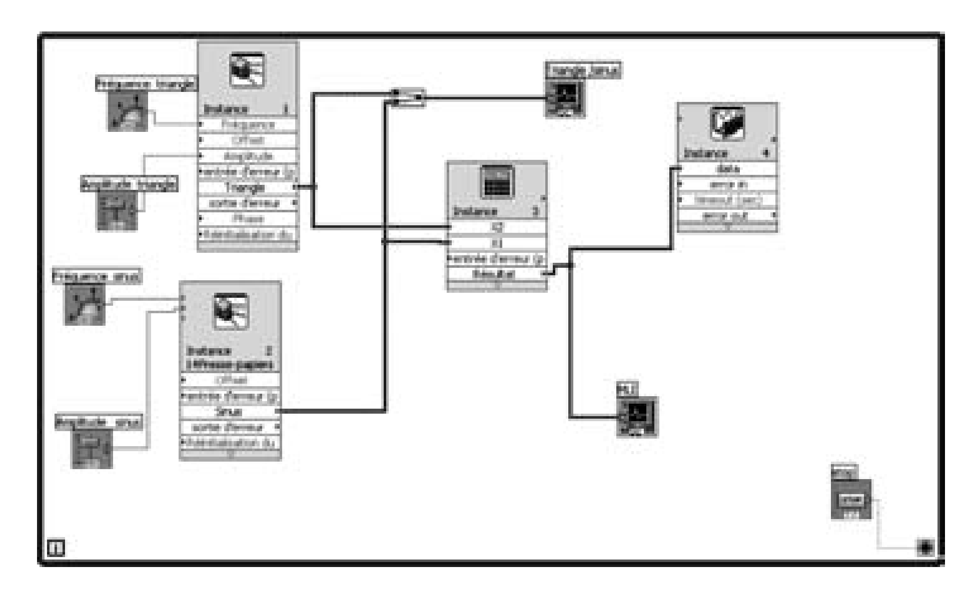


Figure 6.11 – Commande d'un onduleur monophasé par logiciel LabVIEW.

Remarque : on peut régler ici le niveau et la fréquence de la fonction triangle et le niveau et la fréquence de $g(t)$. Mais la limitation du courant n'est pas prévue, à la différence de ce qui est présenté à la *figure 1.18*.

■ Enregistrement des formes d'onde d'un redresseur à thyristors

Ce diagramme (voir *figure 6.12*) est utilisé :

- pour la **mesure de la valeur moyenne** de la tension $u(t)$, en corrigeant l'atténuation de la sonde isolée de mesure par une multiplication par 200 ;
- pour la **mesure de la valeur efficace** du courant $i_m(t)$, en corrigeant l'atténuation de la sonde isolée de mesure par une multiplication par 10 ;
- pour effectuer l'analyse de Fourier de $u(t)$;
- pour effectuer l'analyse de Fourier de $i_m(t)$.

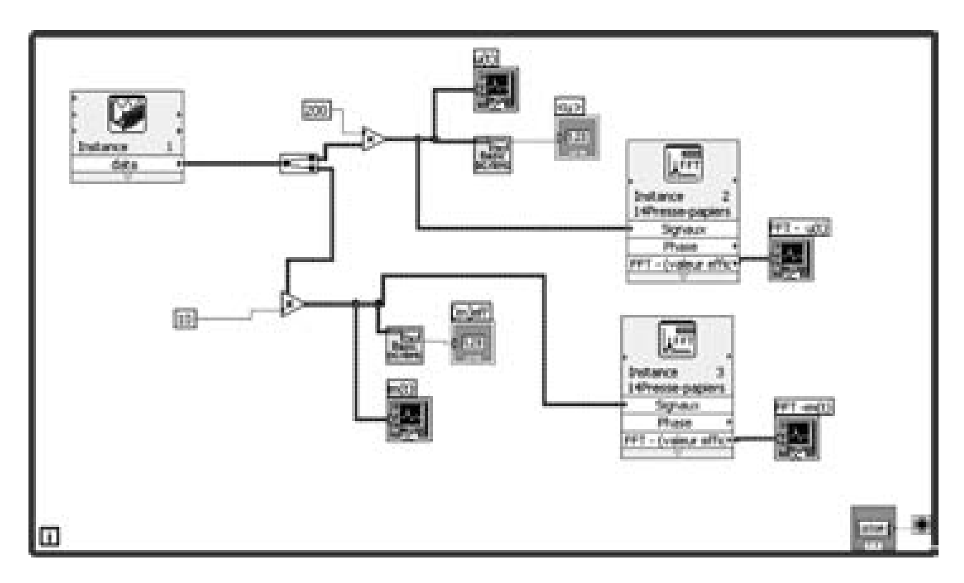


Figure 6.12 – Diagramme de l'étude de redresseurs à thyristors par logiciel LabVIEW.

On s'intéresse à deux types de redresseurs à thyristors utilisés dans l'expérience :

- un PD2 pont mixte ;
- un PD3 pont mixte.

À la *figure 6.13*, on a représenté les formes d'onde d'un redresseur PD2 pont mixte dont l'angle de retard à l'amorçage est environ 90°. L'alimentation est monophasée, de valeur efficace 48 V, de fréquence 50 Hz.

On relève $< u > = 24{,}28$ V et $[i_m]eff = 2{,}05$ A.

L'analyse de Fourier montre :

- pour $u(t)$:
  - une valeur moyenne de 24,8 V,
  - un premier harmonique de 100 Hz et d'amplitude 25,5 V,
  - un deuxième harmonique de 200 Hz et d'amplitude 7,44 V ;
- pour $i_m(t)$:
  - une valeur maximale du fondamental à 50 Hz de 1,85 A,

- un deuxième harmonique de 150 Hz et d’amplitude 0,638 A,
- un troisième harmonique de 250 Hz et d’amplitude 0,205 A.

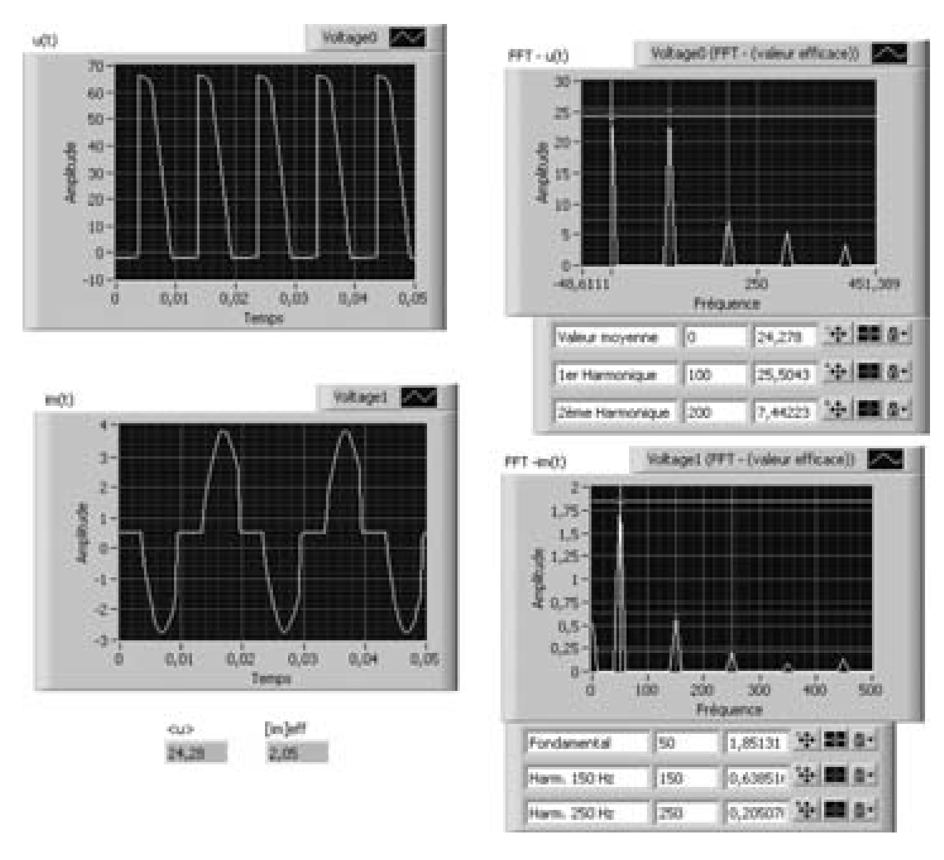


Figure 6.13 – Forme d’ondes, analyse de Fourier et mesures de la tension *u* et du courant *im* d’un redresseur à thyristors PD2 mixte par logiciel LabVIEW.

À la *figure 6.14*, on a représenté les formes d’onde d’un redresseur PD3 pont mixte dont l’angle de retard à l’amorçage est environ 90°. L’alimentation est triphasée, de valeur efficace 135 V phase-neutre, de fréquence 50 Hz.

On relève $< u > = 145{,}5$ V et $[i_m]eff = 6{,}35$ A.

L’analyse de Fourier montre :

– pour $u(t)$:
  - une valeur moyenne de 145,5 V,
  - un premier harmonique de 50 Hz et d’amplitude 20,8 V,
  - un deuxième harmonique de 100 Hz et d’amplitude 19,85 V,
  - un troisième harmonique de 150 Hz et d’amplitude 96 V;

– pour $i_m(t)$:
  - une valeur maximale du fondamental à 50 Hz de 4,67 A,

- un deuxième harmonique de 100 Hz et d'amplitude 3,94 A,
- un troisième harmonique de 150 Hz et d'amplitude 0,57 A,
- un quatrième harmonique de 200 Hz et d'amplitude 0,56 A.

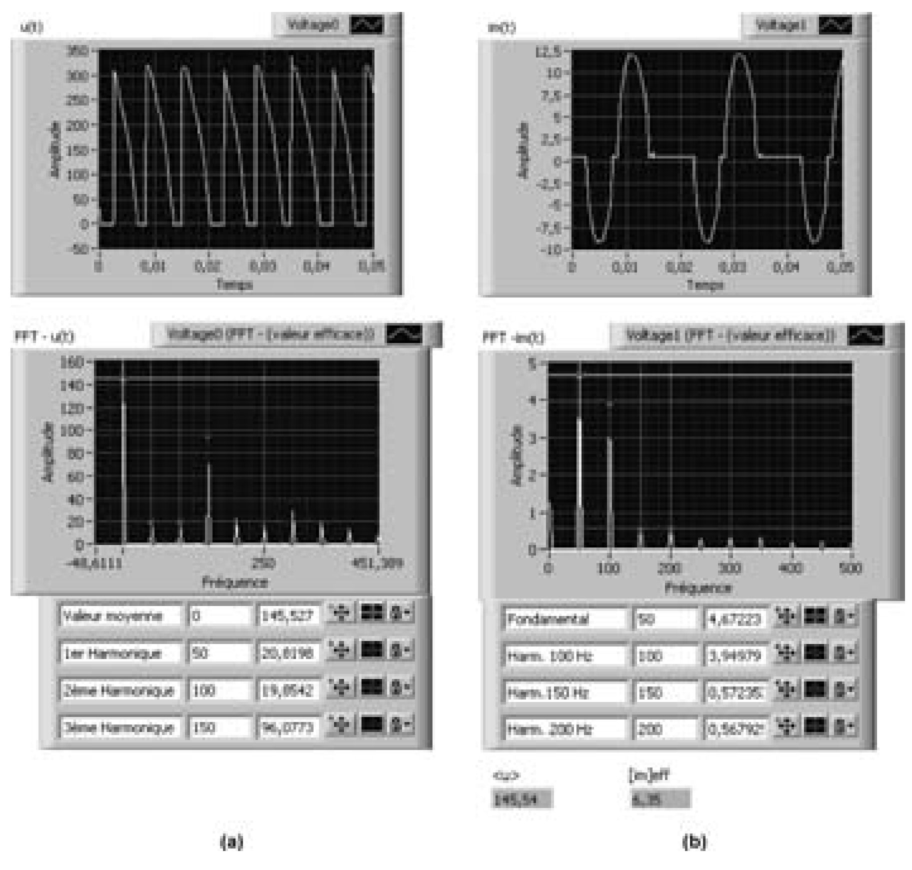


Figure 6.14 – Forme d'ondes, analyse de Fourier et mesures de la tension *u* et du courant *im* d'un redresseur à thyristors PD3 mixte par logiciel LabVIEW.

Conclusion : on peut constater dans les deux cas la richesse en harmoniques du courant fourni par le secteur. On étudie au chapitre 8 comment on peut réduire ces harmoniques (voir *figure 8.3*).

C

Convertisseurs : Études de cas

7 • ÉTUDE DE SYSTÈMES RÉELS

7.1 L'analyse et le contrôle des systèmes

7.1.1 Les convertisseurs en fonctionnement réel

Au chapitre précédent, on a considéré le comportement des principaux convertisseurs dans des conditions d'utilisation pratique, qui relèvent en définitive du **domaine expérimental du laboratoire**.

En **fonctionnement réel**, la démarche essentielle consiste à s'intéresser au comportement du convertisseur dans des conditions **d'utilisation en milieu industriel**, nécessairement associé à une alimentation et à une charge (voir *figure 7.1*).

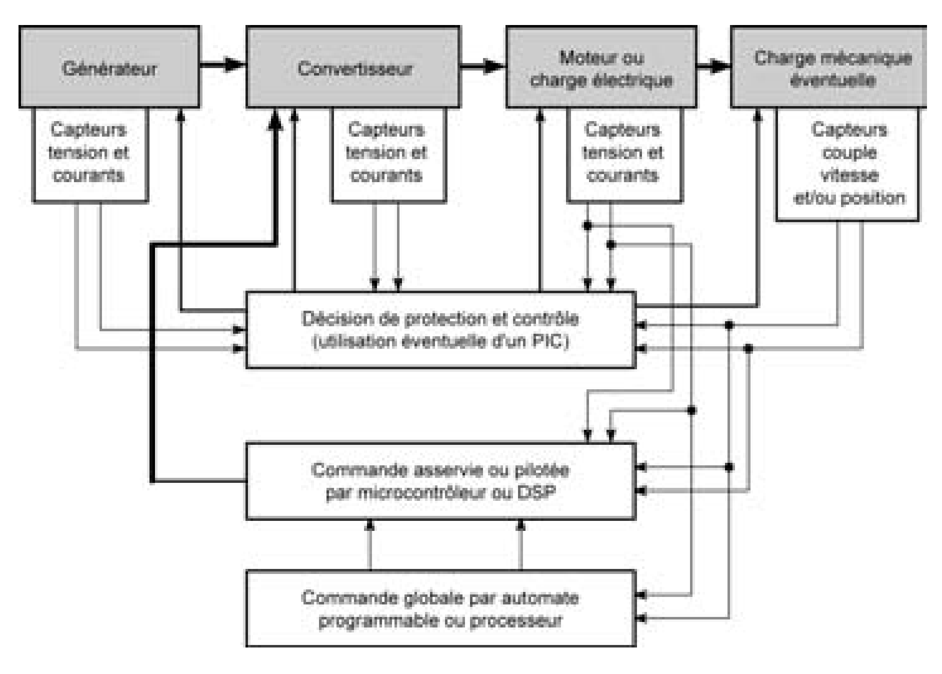


Figure 7.1 – Système utilisant un convertisseur en milieu industriel.

Il y a lieu d'envisager :

– **la mise en route ou l'arrêt d'urgence** du système convertisseur associé à une charge;

– **l'optimisation de la commande** relative à ce système, pour tous les cas d'utilisation;
– **les sécurités de fonctionnement** de l'ensemble;
– **l'action des divers modes de commande et de contrôle**, en particulier le rôle des commandes par ordinateur ou par automate;
– **l'action ou l'influence des signaux parasites** (voir chapitre 8).

En dehors d'un fonctionnement périodique permanent et contrôlable, l'utilisation des convertisseurs en milieu industriel peut conduire à des dysfonctionnements ou à des changements brutaux de commande du convertisseur qui est alors soumis à des régimes transitoires particuliers. Il convient donc, au niveau de la commande, de prendre en compte les données suivantes :

– les **informations venant des ordres de l'opérateur** qui impose au système convertisseur : ces informations sont généralement contenues dans une **mémoire** de l'automate, ou du processeur imposant le fonctionnement général du système;
– les **informations venant des grandeurs externes au convertisseur**, ou grandeurs « **utiles** » **:** vitesse de rotation d'un moteur, tension délivrée…, en relation directe avec la ou les grandeurs de commande (notée x dans les chapitres précédents…) du système. Ces informations, **obtenues par capteur**, doivent remonter non seulement à la commande asservie, mais aussi à la commande globale (voir *figure 7.1*), permettant le contrôle du « **bon fonctionnement** » du système, en fonction des ordres de l'opérateur;
– les **informations venant des grandeurs internes d'état du convertisseur** *:* courants dans les interrupteurs, tensions aux bornes de certains composants., température… Ces informations, **obtenues par capteur**, doivent remonter au processeur rapide assurant la protection du convertisseur (un PIC généralement) ou directement au niveau du *driver* du composant de puissance (voir *figure 7.1*). Ces informations permettent la **protection** du convertisseur;
– les **informations venant des grandeurs internes/externes indispensables au pilotage du système :** f.é.m., vitesse d'un moteur, courant dans une inductance de lissage… Ces informations **obtenues par capteur et/ou par estimation**, doivent remonter au processeur assurant non seulement la commande asservie, mais aussi la commande pilotée des interrupteurs pour assurer les « **bonnes commutations des interrupteurs** » du convertisseur du système. C'est le cas des commandes autopilotées du moteur synchrone ou à flux orienté du moteur asynchrone. C'est le processeur (un DSP en général) qui effectue le calcul en temps réel de **l'estimation d'une grandeur** à partir d'autres données fournies par des capteurs.

En définitive, un système comportant un convertisseur est toujours complexe, et son analyse doit néanmoins être réalisée, pour chaque cas présenté ci-dessus.

Dans cet ouvrage, on se limite à des exemples pratiques qui aboutissent à **un modèle simple**.

On constate qu'il est indispensable d'utiliser des capteurs. Les capteurs couramment utilisés convertissent la grandeur physique concernée en une grandeur électrique, généralement une tension continue, parfois une tension alternative, ou directement une donnée numérique exprimée sur N bits.

7.1.2 Les qualités requises pour un capteur

La première règle est que **l'information** contenue dans le signal électrique fourni par un capteur doit être **la plus fidèle possible** à celle qui est contenue dans le phénomène physique capté. Cette fidélité, que l'on peut encore considérer comme une **fiabilité**, doit être permanente.
Une deuxième règle sous-jacente, est que le capteur doit **perturber le moins possible** le système où l'on recherche les éléments d'information.
La fidélité de l'information exige de nombreuses qualités :

- **la linéarité :** le niveau (ou la fréquence pour certains capteurs) du signal fourni doit être rigoureusement proportionnel(le) au niveau de la grandeur physique captée ;
- **la précision** la plus grande possible en rapport avec les exigences de la commande du système ;
- **une dérive** nulle ou faible en température ;
- **un décalage nul** ou faible : la courbe de linéarité passe par « 0 » lorsque cela est possible ;
- **un temps de réponse le plus court possible** lorsque la grandeur physique varie d'un échelon unitaire (d'Heaviside) ;
- **un excellent comportement dynamique :** l'information est bien transmise, que le niveau de la grandeur physique soit faible ou élevé ;
- **une grande robustesse** vis-à-vis des variations d'humidité, de température, des vibrations…

La **faible perturbation d'un capteur** sur le système considéré n'est possible que si le prélèvement de puissance nécessaire pour obtenir une bonne qualité de l'information est faible. Ce prélèvement est d'autant plus faible que le capteur est lui-même alimenté par une source de tension et associé à un montage électronique. C'est le cas de la majorité des capteurs.
Dans certains cas, comme pour la dynamo tachymétrique, le prélèvement de puissance est mécanique et correspond aux pertes de la dynamo.

7.1.3 Analyse d'un système réel

On admet que tous les capteurs utilisés sont linéaires et fidèles.
On cherche en **premier lieu** à définir de manière simple une **fonction de transfert** du système pour la commande globale. Pour cela, on effectue généralement une identification en provoquant une variation brutale de la commande du système, **type échelon d'Heaviside**, compatible avec les évolutions acceptables des courants dans l'alimentation, le convertisseur, et la charge.
On note la « **réponse** » de la grandeur **externe** « **utile** » du système, grâce au capteur qui lui correspond :

- en boucle ouverte sans correction lorsque c'est possible ;
- le plus souvent en boucle fermée, avec correction (PI ou PID le plus souvent).

Il est alors généralement possible d'établir un modèle du système et même, parfois, une fonction de transfert, **notée $T(s)$ en boucle ouverte ou $T'(s)$ en boucle fermée** (voir § 7.3 et § 7.4).

On cherche en **deuxième lieu** à définir **le comportement de sécurité** du système pour la commande locale des interrupteurs. Pour cela, on effectue une variation brutale du courant débité ou fourni au/du convertisseur, en provoquant par exemple en sortie **un court-circuit** compatible avec les évolutions acceptables des courants dans l'alimentation, le convertisseur, et la charge. On note les « **réponses** » des grandeurs **internes d'état** du convertisseur, grâce aux capteurs qui leur correspondent, en tenant compte, bien entendu, de la limitation de courant. La modélisation consiste ici bien souvent à établir des **schémas électriques équivalents** qui permettent la détermination des courants transitoires obtenus dans les interrupteurs.

Dans le cas d'un **système autopiloté**, bien que la commande des interrupteurs soit complexe, on cherche à déterminer à la fois :

- la **fonction de transfert** $T'(s)$ en boucle fermée relative à la grandeur externe;
- le ou les **schéma(s) électrique(s) équivalent(s)** qui permet(tent) la détermination des courants transitoires obtenus dans les interrupteurs. C'est le cas en particulier de la commande MLI de l'onduleur associé au moteur asynchrone.

L'étude complète de ce type de système est très complexe et fait appel à des modélisations qui ne sont pas présentées ici. Nous renvoyons le lecteur à des ouvrages spécialisés ou des sites Internet.

7.2 Les capteurs dans un système

7.2.1 Les capteurs dans un schéma fonctionnel

En définitive, un capteur n'est que le premier élément d'une chaîne de mesure qui va généralement aboutir :

- soit à une simple protection « en tout ou rien » d'un système;
- soit à une commande en boucle ouverte, avec protection;
- soit à un asservissement ou une régulation;
- soit à un système « intelligent » constitué d'un microcontrôleur ou d'un DSP (voir la *figure 7.1*).

7.2.2 Les capteurs dans la protection d'un système

La protection d'un système consiste à agir :

- soit sur l'alimentation électrique (disjoncteur, fusible…);
- soit sur la commande électronique (retour à zéro, inhibition des signaux de commande);
- soit éventuellement par une action électromécanique sur l'arbre d'un moteur (frein d'urgence, action sur la charge mécanique…).

La détection d'une anomalie, d'un dysfonctionnement ou d'un défaut est généralement obtenue par un capteur. Deux exigences essentielles interviennent alors :

- **la rapidité de la protection :** l'action de celle-ci doit obligatoirement intervenir dans un intervalle de temps plus court que celui de la nuisance occasionnée par l'anomalie ou le dysfonctionnement en l'absence de protection;

– **la fiabilité de la protection :** l'action de sécurité doit se produire dans des conditions bien définies à l'avance, de manière à éviter des déclenchements intempestifs, ou involontairement retardés.

La rapidité et la fiabilité sont obtenues par une « bonne qualité » des cartes électroniques de protection, qu'elles soient analogiques ou logiques.

Si l'on utilise un **microcontrôleur ou un DSP**, des procédures d'interruption prioritaires sont prévues soit pour arrêter le programme principal, soit le placer en attente, tant que le sous-programme déclenché par l'interruption n'est pas terminé.

Mais la tendance des fonctions de contrôle ou de protection consiste de plus en plus à utiliser un microcontrôleur spécialisé dans les interruptions : le **PIC** et à laisser aux processeurs plus « intelligents » (microcontrôleurs, DSP…) le soin de calculer les algorithmes nécessaires à la commande du système tandis que les signaux résultants des calculs agissent sur la commande du convertisseur : rapport cyclique ou modulation de largeur d'impulsions…

Quant à l'**automate programmable**, il gère le fonctionnement global du système (voir la *figure 7.1*).

7.2.3 Les divers types de capteurs

■ Capteur de courant

Si la puissance mise en jeu est inférieure à une centaine de watts, et pour des tensions d'alimentation « modestes » inférieures à 50 V, on utilise (encore) **un *shunt* calibré**. L'avantage est que l'on obtient aux bornes du *shunt* une tension rigoureusement « fidèle » au courant observé, même en cas de surintensité brusque. L'inconvénient est que la masse de référence de la tension est imposée, ce qui risque de compliquer le montage électronique de commande. D'autre part, si l'on souhaite une tension de niveau relativement grand, on est amené à utiliser une résistance assez élevée (de 0,1 ohm à 1 ohm), ce qui risque de perturber légèrement le montage.

Pour des puissances ou des tensions de fonctionnement élevées, les capteurs de courant sont **isolés galvaniquement**. On utilise l'effet magnétique agissant sur un composant à semi-conducteurs, appelé « effet Hall ». Si un courant i traverse ce composant et si un champ magnétique d'induction B est appliqué perpendiculairement au courant, une tension électrique V_H, proportionnelle à B et à i apparaît sur les faces latérales du composant, perpendiculairement à la fois au champ et à la direction du courant :

$$V_H = K_H B\, i$$

La constante K_H ne dépend que du matériau utilisé.

N.B. : ce type de capteur est parfois utilisé sous forme de « pince ampèremétrique ».

Par exemple, pour mesurer un courant dont l'amplitude atteint 10 A, le conducteur primaire comportant $N_p = 1$ spire, on obtient pour $N_s = 1\,000$ spires un courant secondaire dont l'amplitude atteint 10 mA. Ce courant secondaire passe dans une résistance calibrée de $R_I = 100\ \Omega$; l'image en tension V_I de l'amplitude du courant de 10 A, est alors aux bornes de R_I de $V_I = 1$ V.

Il existe sur le marché une gamme très étendue de capteurs, pour des mesures allant de 1 A à 500 kA.

□ Avantages des capteurs de courant à effet Hall

Possibilité de mesurer, avec isolement galvanique des courants continus, alternatifs de forme d'onde complexe, jusqu'à des fréquences assez élevées (de l'ordre de 100 kHz).
Très bonne précision selon le choix de la résistance R_I.
Très faible dérive en température.
Un temps de réponse très court, et une bande passante élevée.
Selon le choix technologique, la tension d'isolement varie entre 2 500 V et 6 000 V.

□ Inconvénient des capteurs de courant à effet Hall

Il est nécessaire d'alimenter au secondaire pour obtenir une image du courant. Il est à noter que ce n'est pas le cas du **transformateur d'intensité** qui est encore largement utilisé pour les mesures en courant alternatif ou les dispositifs de sécurité sur le réseau triphasé, et qui est plus simple et plus robuste (tension maximale d'isolement plus élevée).
Si l'on souhaite seulement une « image » de la **valeur efficace** d'un courant alternatif, par exemple pour la protection d'un onduleur, il est préférable d'utiliser un transformateur d'intensité, dont le bobinage secondaire est relié à une résistance, et la mesure de la valeur efficace s'effectue en utilisant un circuit intégré tel que le AD736 qui donne en sortie une tension continue proportionnelle à la **valeur efficace vraie de la tension d'entrée**.

■ Capteur de tension

Si la puissance mise en jeu est inférieure à une centaine de watts, et pour des tensions d'alimentation « modestes » inférieures à 50 V, on utilise (encore) **une sonde de tension atténuatrice calibrée**. L'avantage est que l'on obtient à l'entrée de l'oscilloscope une tension rigoureusement « fidèle » à la tension mesurée ou visualisée. Ces sondes sont passives et non isolées galvaniquement. Elles divisent la tension par 10 ou 100 et la fréquence maximale d'utilisation peut atteindre 100 MHz. La tension maximale d'entrée est de l'ordre de 1 000 V pour certaines d'entre elles.
Généralement, les capteurs utilisés pour la mesure des tensions sont des **sondes différentielles atténuatrices**. Elles sont actives et isolées galvaniquement. Elles mesurent la différence de deux tensions, généralement élevées, et la divisent par 20 ou 200. Dans les mesures effectuées au chapitre 6, la sonde utilisée divise la tension par 200. La fréquence maximale est de l'ordre de 60 MHz. La tension maximale d'entrée est de l'ordre de 400 V.
Il existe également des **capteurs isolés de tension** utilisant le principe du capteur isolé du courant **à effet Hall**. Dans ce cas, un très faible courant est utilisé au primaire. Le flux magnétique créé par ce courant primaire (de l'ordre de 10 mA) est compensé par celui du circuit secondaire, de manière à obtenir un flux nul. Comme pour le capteur de courant, on mesure aux bornes d'une résistance R_I la

tension donnant l'image du courant secondaire, et donc du courant primaire. Pour que le courant primaire donne une image fidèle de la tension mesurée, on place généralement en série avec le circuit primaire une résistance élevée de l'ordre de plusieurs dizaines de kΩ. Cette résistance est souvent intégrée au capteur.
Il est possible ainsi de mesurer des tensions pouvant aller de 200 V à 9 000 V.

■ Capteur de fréquence

La mesure de la fréquence est souvent synonyme de mesure de vitesse. Elle peut être aussi un moyen de « capter » un signal de protection modulé en fréquence pour échapper aux parasites industriels…
Dans les cas classiques, la mesure de la fréquence d'un signal analogique s'effectue par conversion en un signal logique (utilisation d'un comparateur de type LM311) ou en impulsions et comptage périodique (remise à zéro chaque seconde) de ces impulsions.
Certains capteurs (incrémentaux) fournissent des impulsions pour chaque variation d'angle $\Delta\theta$. Le comptage périodique de ces impulsions donne une grandeur numérique proportionnelle à la vitesse et le comptage « absolu » (après initialisation, mais sans remise à zéro) donne une information proportionnelle au déplacement angulaire.

■ Capteur de phase

Le décalage en phase est une grandeur souvent exploitée dans la commande autopilotée des machines synchrones. La mesure du déphasage entre deux signaux périodiques consiste le plus souvent à utiliser la méthode de comparaison de phase dans les boucles à verrouillage de phase : les signaux périodiques sont convertis en signaux logiques et envoyés sur une porte « ou exclusif » dont on mesure la valeur moyenne V_{smoy} de la tension de sortie (après filtrage passe-bas).
Si les signaux comparés sont en logique TTL (niveau max 5 V) et de rapport cyclique 0,5, alors la valeur maximale mesurable de la phase vaut $\varphi = 180°$. On a donc :

$$\varphi \text{ en degrés} = 180\,V_{smoy}/5$$

■ Capteurs de vitesse

Ces capteurs sont largement utilisés car ils permettent soit un asservissement ou une régulation de vitesse, soit une protection en vitesse.

□ La génératrice tachymétrique

C'est une dynamo à aimant permanent qui délivre une tension proportionnelle à la vitesse de rotation. Les caractéristiques essentielles de cette génératrice sont :

- la vitesse maximale de rotation ;
- la constante de f.é.m. en V pour 1 000 tours/min (exemple 60 V pour 1 000 tours/min) ;
- la linéarité en % ;
- l'ondulation crête à crête en % ;

C

CONVERTISSEURS : ÉTUDES DE CAS

– le courant maximal débité.

Pour atténuer l'ondulation de la tension de sortie, il faut utiliser un filtre passe-bas.

☐ L'alternateur à aimant permanent

La vitesse peut être mesurée de deux manières :

– soit en **mesurant la f.é.m.** obtenue en utilisant un redresseur à diodes, ou un circuit atténuateur associé à un circuit intégré tel que le AD736 qui donne en sortie une tension continue proportionnelle à la **valeur efficace vraie de la tension d'entrée**;
– soit en **mesurant la fréquence** de la tension alternative fournie par l'alternateur. Cette méthode est plus précise, mais est « lente » car il faut compter beaucoup d'alternances. Elle n'est utilisée que pour la régulation de vitesse.

☐ Le codeur incrémental

Principe de fonctionnement : la lumière émise par une diode électroluminescente est réfléchie par les graduations d'un disque (solidaire du rotor) vers un phototransistor qui permet de restituer électriquement par des signaux le défilement des graduations. Les signaux obtenus en sortie sont prévus pour être traités par des portes ou des bascules logiques. Ces signaux sont généralement :

– une voie Z donnant une impulsion par tour;
– une voie A donnant *n* impulsions par tour;
– une voie B donnant aussi *n* impulsions par tour, mais décalées de ± 90° selon le sens de rotation.

Les caractéristiques principales d'un codeur incrémental sont :

– le nombre de points par tour (exemple 500 points/tr);
– le nombre de voies ou de pistes (exemple A, B, Z et leur complément logique);
– la tension d'alimentation;
– la vitesse maximale d'utilisation.

Les signaux ainsi fournis sont ensuite traités directement par un microcontrôleur ou convertis en une tension analogique par des circuits spécialisés tels que le ME26 CO. Ce circuit « interprète » des signaux de codeurs de niveau pouvant varier de 3 V à 24 V, pour une fréquence inférieure à 200 kHz. Sa linéarité est de $0{,}5 \times 10^{-3}$, et sa bande passante « type » est de 1 kHz.

■ Capteurs de position

Ils sont extrêmement divers, basés soit sur le niveau d'une grandeur physique (tension, champ électrique, champ magnétique…) et le signal de sortie est analogique soit, pour les capteurs ou codeurs rotatifs, sur le « comptage » d'impulsions; le signal de sortie est alors numérique.

☐ Capteurs analogiques

Le plus simple est le potentiomètre résistif qui fournit une tension (généralement continue) proportionnelle à la position d'un curseur. Ce type de capteur convient

lorsque les mouvements sont lents. Il est linéaire et assez précis, mais assez fragile. C'est plutôt un capteur d'appareils de laboratoire, ou utilisé dans des dispositifs de contrôle.

Il existe des capteurs capacitifs de proximité qui sont sensibles au champ électrique variable selon la position de l'une des armatures du condensateur. Ce type de capteur convient lorsque les parcours sont faibles. Il n'est pas linéaire et sa précision dépend du traitement du signal obtenu. Il est robuste. Comme précédemment, il est utilisé dans des appareils de laboratoire, ou dans des dispositifs de contrôle.

Les capteurs inductifs sont robustes et fiables. C'est pourquoi ils sont beaucoup utilisés en milieu industriel. Il s'agit d'utiliser les propriétés du champ magnétique dans les bobinages :

– soit la variation d'une inductance lorsqu'un noyau de fer se déplace à l'intérieur d'un solénoïde; c'est le principe du « noyau plongeur »;
– soit la variation du niveau de la f.é.m. induite par un champ tournant dans un bobinage au rotor selon la position angulaire θ : c'est le *resolver*. Ce type de capteur est encore largement utilisé pour réaliser des asservissements de position.

□ Capteurs ou codeurs numériques

On retrouve ici le codeur incrémental qui « intègre » la vitesse par comptage des impulsions (par exemple les n impulsions de la voie A).

N'oublions pas que $\theta(t) = \int_0^t \Omega(x)\,\mathrm{d}x$ ou que $\theta(n) = 2\pi \sum_{k=0}^{n} F(k)$ où $F(k)$ représente la vitesse en tours/seconde exprimée par un « mot numérique » sur N bits.

La position angulaire $\theta(n)$ est ainsi exprimable un en « mot numérique » sur N bits, à condition qu'il n'y ait pas de dépassement de la capacité du compteur. Le compteur est « remis à zéro » à chaque nouveau départ de la mesure de θ.

La détermination du sens de rotation se fait comme précédemment, en utilisant une bascule D pour les deux voies A et B.

Le codeur absolu utilise un disque divisé en pistes. Chaque piste comporte une alternance de secteurs réfléchissants et absorbants. Comme pour le codeur incrémental, un système diode Led phototransistor fournit une information par piste.

La piste correspondant au bit « poids fort » (MSB) n'a que 2 positions.

La piste correspondant au bit de poids le plus faible (LSB) a 2^N positions. C'est ce qui donne la précision du codage. Par exemple, un codeur absolu de 12 pistes ($N = 12$) fournit $2^{12} = 4\,096$ points par tour.

Remarque : certains codeurs sont « multitours ».

Il est possible, en envoyant un signal sur l'entrée ZÉRO d'un codeur absolu, de considérer la position du codeur au moment de l'envoi comme le départ de la mesure de θ.

Le **codeur absolu** est beaucoup plus fiable que le codeur incrémental, mais il est aussi beaucoup plus coûteux. Il n'est utilisé que dans des systèmes où l'on exige une grande précision et une grande fiabilité dans le positionnement : robotique, assemblage automatique…

■ **Capteurs de température**

On utilise de plus en plus des composants électroniques pour réaliser un capteur de température. Citons le composant intégré AD590 (Analog Devices) qui permet des mesures entre – 55 °C et + 150 °C. La précision est au 0,3 °C près. Il peut être alimenté entre 4 V et 30 V. À une température de 25 °C le courant de sortie est de 298,2 µA, correspondant à la température 298,2 K.
Son coefficient de variation est de 1 µA par degré C (ou K). On mesure la température par l'obtention de la tension aux bornes d'une résistance étalonnée.

7.3 Modélisation en boucle ouverte d'un système

7.3.1 Les divers modèles

On a vu au chapitre 1 et au chapitre 5 que la commande des convertisseurs fait intervenir la tension continue U_c **qui agit sur les cartes électroniques de commande** (voir § 1.1.5; § 1.2.2 et § 5.2.2).
Le convertisseur se comporte comme un « échantillonneur-bloqueur » d'amplification équivalente A et de période d'échantillonnage T_{ech} **entre deux actions de commande.**
On rappelle que :

– $T_{ech} = T_e$ période de découpage, dans les hacheurs et les alimentations à découpage;
– $T_{ech} = T/2$ dans les redresseurs à thyristors ou les gradateurs monophasés;
– $T_{ech} = T/3$ dans les redresseurs pont mixte à thyristors triphasés;
– $T_{ech} = T/6$ dans les redresseurs « tout thyristors » ou les gradateurs triphasés;
– $T_{ech} = T'$ période de l'onduleur, sauf commande spéciale (autopilotage).

On désigne par $U'_s(s)$ la tension commandée en sortie du convertisseur. La fonction de **transfert équivalente du convertisseur** exprimée avec l'opérateur s de Laplace (voir annexe mathématique) est alors :

$$T_{conv}(s) = A\left[\frac{1 - e^{-s\,Tech}}{s}\right] = \frac{U'_s}{U_c}$$

On se limite ici au cas simple où le système commandé est linéaire à une grandeur d'entrée (la tension fournie par le convertisseur U'_s), une grandeur externe de sortie, U_{capt} obtenue à la sortie du système **convertisseur + charge + capteur** (voir *figure 7.2*).

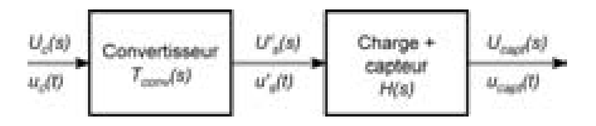


Figure 7.2 – Système en boucle ouverte.

La fonction de **transfert équivalente du système charge + capteur**, exprimée avec l'opérateur s de Laplace est alors :

$$H(s) = \frac{U_{capt}(s)}{U_s'(s)}$$

Remarque : à la *figure 7.2*, on a indiqué en dessous les grandeurs temporelles notées $u_c(t)$, $u_s'(t)$, $u_{capt}(t)$, et au-dessus les grandeurs après transformation de Laplace notées $U_c(s)$, $U_s'(s)$, $U_{capt}(s)$.

Les modèles possibles couramment utilisés donnant les fonctions $H(s)$ sont donnés au *tableau 7.1*.

Tableau 7.1 – Fonctions de transfert $H(s)$ en boucle ouverte.

H(s) en boucle ouverte	Exemples	Remarques
$\dfrac{K}{1+s\tau}$	Modèle mécanique de moteur Modèle électrique de moteur	Système du premier ordre
$\dfrac{H_0}{1+2m\left(\dfrac{s}{\omega_0}\right)+\left(\dfrac{s}{\omega_0}\right)^2}$	Modèle électrique et mécanique de moteur	Système du deuxième ordre
$\dfrac{K}{(1+s\tau)^n}$		$n > 2$: Modèle de Strejc
$\dfrac{K\exp(-s\tau_N)}{1+s\tau_D}$	Modèle mécanique de moteur avec retard	Modèle de Broïda
$\dfrac{1}{s\tau}$	Capteur de position	Intégrateur pur
$\dfrac{K}{s\tau(1+s\tau)}$	Commande en position d'un moteur	Modèle de référence Système du premier ordre
$\dfrac{K}{s\tau(1+s\tau)^2}$		
$\dfrac{K}{s\tau(1+s\tau)^n}$		$n > 2$
$\dfrac{\exp(-s\tau_N)}{s\tau_D}$		

7.3.2 Méthodes de modélisation

■ Nécessité de l'expérimentation

Il est généralement préférable d'identifier le système en boucle ouverte. Identifier consiste en premier lieu à déterminer si le système est linéaire.

Une **analyse** du système étudié passe par une **étude des équations** régissant le fonctionnement du système et reliant entre elles les grandeurs d'entrée et de sortie. Mais cette analyse est souvent incomplète, voire impossible.

En pratique, beaucoup de phénomènes vont avoir une influence négligeable sur le comportement en boucle ouverte (ou fermée) du système. En définitive, on peut considérer grossièrement qu'il s'agit de déterminer des « **constantes de temps** » effectives qui vont entrer en ligne de compte dans l'évolution d'une commande. Aussi préfère-t-on obtenir une **identification expérimentale** par des méthodes temporelles ou harmoniques.

■ Réponse indicielle en boucle ouverte

C'est la **méthode d'identification** la plus facile à réaliser. On envoie à l'entrée du système un échelon unitaire $U_s'(t) = E \times u(t)$ où $u(t)$ est l'échelon unitaire **d'Heaviside.**

Si le système en boucle ouverte est du **premier ordre**, il n'y a qu'une constante de temps τ « visible » dans l'essai expérimental et on identifie alors $H(s)$ à $H(s) = \dfrac{H_0}{1+\tau s}$ $\dfrac{U_{capt}(s)}{U_s'(s)}$. La réponse est de la forme $u_{capt}(t) = H_0 \times E[1 - \exp(-t/\tau)]$. On détermine H_0 et τ par relevé en échelle logarithmique.

Si le système en boucle ouverte est du **deuxième ordre**, il n'y a une pulsation ω_0 et un coefficient d'amortissement m dans l'essai expérimental. On identifie alors $H(s)$ à :

$$H(s) = \frac{H_0}{1 + 2m\left(\dfrac{s}{\omega_0}\right) + \left(\dfrac{s}{\omega_0}\right)^2}$$

La réponse dépend de la valeur de m **par rapport à 1**. Pour un « saut » de variation E de $u_s'(t)$, la réponse pour $\boldsymbol{m} > \mathbf{1}$ est la suivante :

$$u_{capt}(t) = H_0 E\left\{\left(\frac{m-\sqrt{m^2-1}}{2\sqrt{m^2-1}}\right)\exp\left[-\omega_0\left(m+\sqrt{m^2-1}\right)t\right] - \left(\frac{m+\sqrt{m^2-1}}{2\sqrt{m^2-1}}\right)\exp\left[-\omega_0\left(m-\sqrt{m^2-1}\right)t\right] + 1\right\}$$

Pour $\boldsymbol{m} = \mathbf{1}$, la réponse est $u_{capt}(t) = H_0 E\left[1 - \exp(-\omega_0 t)(\omega_0 t + 1)\right]$.

Et pour $\mathbf{0 < m < 1}$, on obtient $u_{capt}(t) = H_0 E\left[\left(\frac{-1}{\cos\theta}\right)e^{-m\omega_0 t}\cos(\omega t - \theta) + 1\right]$ en posant $m = \sin\theta$ et $\omega = \omega_0\sqrt{1-m^2}$.

On appelle dépassement D en % la quantité obtenue au premier maximum u_{capt_Max} rapportée à la valeur finale H_0E et calculée comme suit :

$$D = 100\left[\frac{u_{capt_Max} - H_0E}{H_0E}\right]$$

On obtient alors pour $0 < m < 1$:

$$D = 100 \times \exp(-\pi \mathrm{tg}(\theta)) = 100 \exp\left[\frac{-\pi m}{\sqrt{1-m^2}}\right]$$

– Lorsque $m \to 0$, D tend vers 100 % car u_{capt_Max} tend vers $2H_0E$.
– Lorsque $m \to 1$, D tend vers 0 % car u_{capt_Max} tend vers H_0E.

On détermine H_0, m et ω_0 par relevé en échelle logarithmique du temps :

– H_0 par la variation $H_0 \times E$ de $u_{capt}(t)$ lorsque $t \to \infty$;
– m par l'amortissement en exponentielle;
– ω_0 par la pseudo-pulsation ω dans le cas où $m < 1$.

Il n'existe pas de méthode simple pour des modèles du 3e ordre ou plus.
Utilisation de la réponse indicielle en boucle ouverte.
Des méthodes particulières sont utilisées lorsque la réponse indicielle n'a pas de dépassement. Citons les méthodes de Strejc, de Broïda, et de Ziegler et Nichols très souvent utilisées dans l'étude des régulations. Pour simplifier l'écriture, on pose $y(t) = u_{capt}(t)$.

☐ Méthode de Strejc

Cette méthode consiste à considérer que la forme de la fonction de transfert en boucle ouverte du système à identifier est de la forme :

$$H_{STRC}(s) = \frac{H_0}{(1 + s\tau_D)^n}$$

dans sa forme simplifiée, ou :

$$H_{STRC}(s) = \frac{H_0 e^{-s\tau_N}}{(1 + s\tau_D)^n}$$

dans sa forme plus complexe. Il est à noter que τ_N est un retard, alors que τ_D est une constante de temps.

C

CONVERTISSEURS : ÉTUDES DE CAS

La méthode consiste à trouver le point d'inflexion I de coordonnées (t_I, y_I) de la réponse indicielle. On trace la tangente AB à la courbe en ce point (voir *figure 7.3*). Le point A de coordonnées $(t_A,\ 0)$ détermine un temps t_u compté à partir du retard τ_N, et le point B un temps t_b avec la même origine que t_u. On désigne par $t_a = t_b - t_u$. La valeur finale $H_0 \times E$ de y est normalisée à 1.

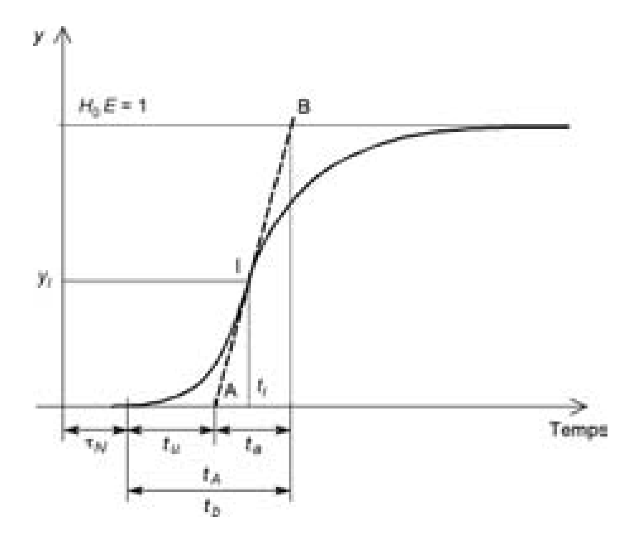


Figure 7.3 – Méthode de Strejc.

On utilise alors le *tableau 7.2* pour déterminer n, τ_N et τ_D :

Tableau 7.2 – Détermination des coefficients du modèle de Strejc.

n	y_I	t_u/t_a	t_a/τ_D	t_u/τ_D	t_I/τ_D
1	0	0	1	0	0
2	0,26	0,104	2,7	0,28	1
3	0,32	0,22	3,7	0,8	2
4	0,35	0,32	4,46	1,42	3
5	0,37	0,41	5,12	2,10	4
6	0,38	0,493	5,7	2,81	5
7	0,39	0,57	6,22	3,55	6
8	0,40	0,642	6,7	4,31	7
9	0,407	0,71	7,16	5,08	8
10	0,413	0,773	7,6	5,87	9

On procède comme suit :
On relève y_I et, en arrondissant, on détermine l'ordre n.
On relève t_a, ce qui permet d'en déduire t_u, à l'aide de la colonne t_u/t_a.
On détermine τ_N par $\tau_N = t_A - t_u$.
Enfin, on obtient τ_D par l'une des trois dernières colonnes.

☐ Méthode de Broïda

Cette méthode est une simplification de l'étude précédente. Elle consiste à considérer que la forme de la fonction de transfert en boucle ouverte du système vaut :

$$H_{BA}(s) = \frac{H_0 e^{-s\tau_N}}{1 + s\tau_D}$$

On détermine les valeurs de τ_N et de τ_D en identifiant le résultat obtenu par la réponse indicielle théorique de $H_{BA}(s) \times E$ à la réponse réelle pour deux points particuliers (et en faisant $H_0 \times E = 1$) :

$$y(t_1) = 0{,}28 \text{ et } y(t_2) = 0{,}4$$

ce qui permet d'obtenir graphiquement les valeurs t_1 et t_2.
On démontre que dans ces conditions, on a approximativement :

$$\tau_N \approx 2{,}8t_1 - 1{,}8t_2$$

$$\tau_D \approx 5{,}5(t_1 - t_2)$$

On obtient les constantes τ_N et τ_D directement par le calcul.

☐ Méthode de Ziegler et Nichols

Cette méthode est destinée à un calcul ultérieur du correcteur PID. On considère que la réponse indicielle provient d'une fonction « intégrateur + retard ».

$$H_{ZN}(s) = \frac{H_0 e^{-s\tau_N}}{s}$$

La réponse indicielle est alors une « rampe » décalée dans le temps $y = H_0(t - \tau_N)$.
Cette méthode est assez grossière mais elle permet une première approche du réglage des filtres correcteurs PID (voir plus loin) (§ 7.4.5).

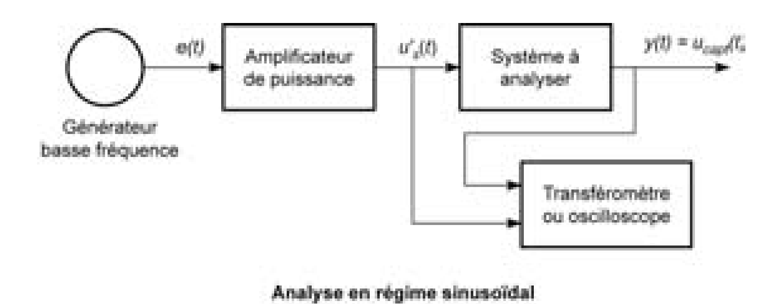
■ Réponse fréquentielle (ou harmonique) en boucle ouverte

Cette méthode est rarement employée, car sa mise en œuvre est souvent délicate. Elle est néanmoins réalisable avec des systèmes de petite puissance :

– soit en alimentant la charge en **régime purement sinusoïdal** ; dans ce cas, on utilise un générateur très basse fréquence et un amplificateur de puissance pour

réaliser l'essai. Les grandeurs mesurées (vitesse, courant, tension…) sont alors sinusoïdales ;

– soit en imposant une **ondulation basse fréquence** à la tension $u_s'(t)$. Cela est obtenu le plus souvent en agissant sur le rapport cyclique d'un hacheur. L'ondulation se répercute sur les grandeurs de sortie du moteur : courant d'induit et vitesse (voir *figure 7.4*).



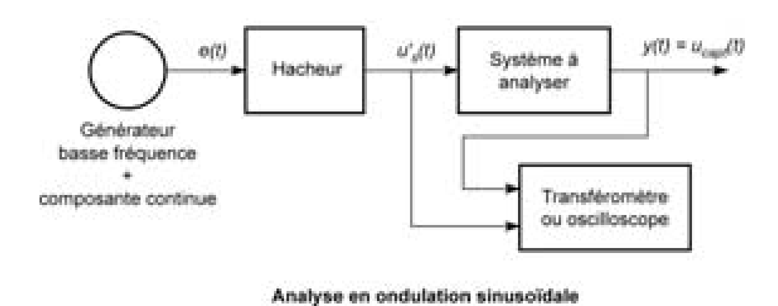


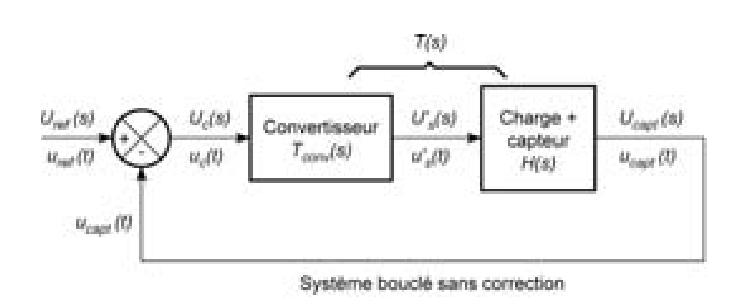
Figure 7.4 – Détermination de la fonction de transfert par analyse fréquentielle.

On détermine ainsi directement la fonction de transfert $\underline{H}(j\omega)$ sous forme « polaire » : module et argument. Il faut donc mesurer le rapport des amplitudes $|\underline{H}| = \dfrac{|u_{capt}|}{|u_s'|}$ pour chaque pulsation et le déphasage φ entre $u_{capt}(t)$ et $u_s'(t)$. Cela est réalisé soit avec des oscilloscopes à mémoires, soit avec des transféromètres.

7.4 Étude en boucle fermée d'un système

7.4.1 Système à retour unitaire

On considère la *figure 7.5*.



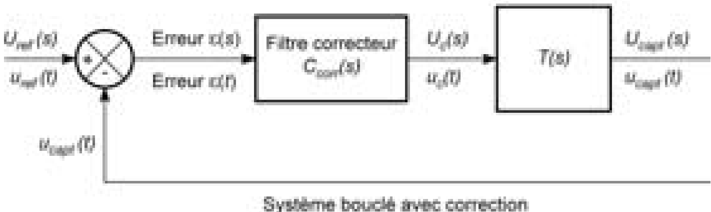


Figure 7.5 – Système bouclé à retour unitaire.

On a représenté un système bouclé à retour unitaire où la tension $u_{capt}(t)$ est directement comparée à la tension de référence (ou de consigne) $u_{ref}(t)$. Dans ce cas, on a tout simplement $u_c(t) = u_{ref}(t) - u_{capt}(t)$.
On dit que le montage est en boucle fermée à retour unitaire, **sans correction** en introduisant la fonction de transfert :

$$T(s) = \frac{U_{capt}(s)}{U_c(s)} = T_{conv}(s) \times H(s)$$

On dit que le montage est en boucle fermée à retour unitaire, **avec correction** par circuit ayant une fonction de transfert $C_{corr}(s)$ en introduisant la fonction de transfert (voir § 7.4.5) :

$$T_{corr}(s) = \frac{U_{capt}(s)}{\varepsilon(s)} = C_{corr}(s) \times T_{conv}(s) \times H(s)$$

La grandeur $\varepsilon(s)$ est appelée **erreur du système.**

On désigne par $T'(s) = \dfrac{U_{capt}(s)}{U_{ref}(s)}$ la fonction de transfert du système en boucle fermée.
Si le système est **sans correction**, on a :

$$U_c(s) = U_{ref}(s) - U_{capt}(s)$$

On démontre alors sans difficulté que :

$$T'(s) = \frac{U_{capt}(s)}{U_{ref}(s)} = \frac{T(s)}{1 + T(s)}$$

C
CONVERTISSEURS : ÉTUDES DE CAS

Si le système est **avec correction**, on a :

$$\varepsilon(s) = U_{ref}(s) - U_{capt}(s)$$

on démontre alors que :

$$T'_{corr}(s) = \frac{U_{capt}(s)}{U_{ref}(s)} = \frac{T_{corr}(s)}{1 + T_{corr}(s)}$$

7.4.2 Les critères de stabilité

■ Critère de stabilité en boucle fermée

Le plus simple est le critère de Routh-Hurwitz :

Le système en boucle fermé est stable si $T'(s) = \dfrac{T(s)}{1 + T(s)}$ a des pôles à parties réelles négatives.

Si ce n'est pas le cas, le filtre correcteur doit introduire une fonction de transfert $C_{corr}(s)$ telle que :

$$T'_{corr}(s) = \frac{C_{corr}(s)T(s)}{1 + C_{corr}(s)T(s)} = \frac{T_{corr}(s)}{1 + T_{corr}(s)}$$

ait des pôles à parties réelles négatives.

■ Critères de stabilité en boucle ouverte

□ Critère de Nyquist

C'est le critère le plus classique de stabilité. On utilise la fonction de transfert $\underline{T}(j\omega)$ déterminée par analyse fréquentielle dans le plan complexe. On obtient $\underline{T}(j\omega)$ **à partir de** $T(s)$ **en faisant** $s = j\omega$.

Le système est stable si le parcours sur la courbe « de Nyquist » en suivant les valeurs **croissantes** de la pulsation ω laisse à gauche le point « critique » (– 1, 0) (voir *figure 7.6*).

Le système peut être stable au strict sens mathématique, mais **non suffisamment stable** pratiquement. On prévoit alors des marges de sécurité appelées marges de gain et marges de phase.

Pour $\omega = \omega_\pi$ telle que la phase $\text{Arg}\{T(j\omega_\pi)\} = \pi$, la **marge de gain** est alors définie par $M_G = -20\log|\underline{T}(j\omega_\pi)| = -20\log(0N_G)$.

Pour $\omega = \omega_T$ (***pulsation de transition***) telle que le module $|T(j\omega_T)| = 1$, la marge de phase est définie par *:*

$$M_\varphi = -\pi + \text{Arg}\{\underline{T}(j\omega_T)\} = \varphi = \left(\overrightarrow{0N_\varphi}, \overrightarrow{OA}\right)$$

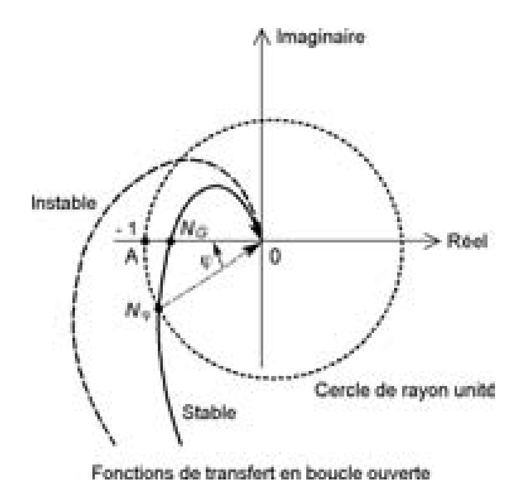


Figure 7.6 – Critère de stabilité de Nyquist.

En pratique, on s'impose $M_{\varphi} \geq 45°$ et $M_G \geq 6$ dB pour obtenir un système stable en boucle fermée.

Remarque : la marge de gain ne peut pas être définie si l'ordre n de $T(j\omega)$ est inférieur ou égal à 2.

☐ Utilisation du diagramme de Bode

On utilise le critère de Nyquist en utilisant une échelle dB grâce au diagramme de Bode. On obtient les courbes de la *figure 7.7*.

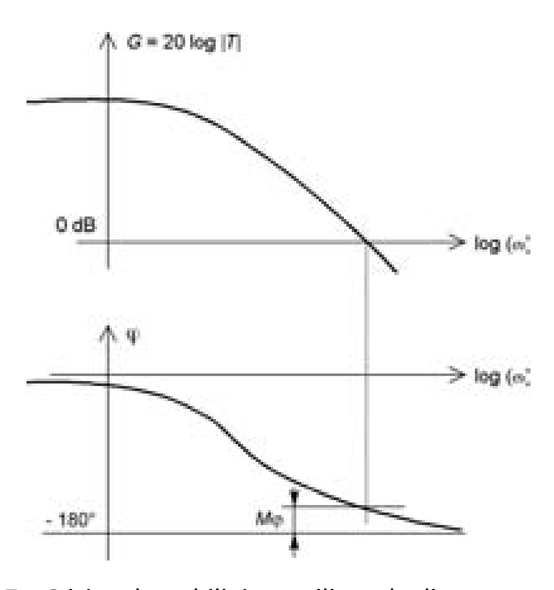


Figure 7.7 – Critère de stabilité en utilisant le diagramme de Bode.

C

CONVERTISSEURS : ÉTUDES DE CAS

On détermine la marge de phase comme l'indique la figure. Si $M_\varphi \geq 45°$, le système est stable en boucle fermée.
Un critère suffisant de stabilité est celui où l'asymptote de la fonction de transfert est de pente – 20 dB/décade au passage par la pulsation $\omega = \omega_T$, c'est-à-dire pour $|\underline{T}(j\omega_T)| = 1$.

7.4.3 Les critères de précision

L'important est que l'erreur $\varepsilon(t)$ **tende vers zéro quand** $t \to \infty$ lorsque l'on applique une consigne particulière au système bouclé.
Soit le **système bouclé** représenté à la *figure 7.5* **avec correction**. La sortie du système est telle que $U_{capt}(s) = C_{corr}(s)T(s)\varepsilon(s)$.
On écrit que :

$$T_{corr}(s) = C_{corr}(s)T(s) = \frac{K(1 + b_1 s + b_2 s^2 + \ldots + b_m s^m)}{s^\alpha \left(1 + a_1 s + a_2 s^2 + \ldots. + a_{n-c} s^{n-\alpha}\right)} = \frac{K\ N(s)}{s^\alpha\ D(s)}$$

où α, nombre entier positif ou nul, est la classe (ou le type) de l'asservissement et n,nombre entier > α est l'ordre de l'asservissement.

On remarque que $\dfrac{N(0)}{D(0)} = 1$.

Remarque : en l'absence de correction, on fait $C_{corr}(s) = 1$.
Le calcul montre que :

$$\varepsilon(s) = \frac{U_{ref}(s)}{1 + T_{corr}(s)}$$

Les critères de précision consistent à déterminer dans quelle mesure l'erreur revient à 0, selon la classe de l'asservissement. On obtient :

$$\varepsilon(s) = \frac{s^\alpha}{s^\alpha + K\dfrac{N(s)}{D(s)}} U_{ref}(s)$$

D'après le théorème de la valeur finale (voir Annexe mathématique), on a :

$$\lim_{t \to +\infty} \varepsilon(t) = \lim_{s \to +0} s\varepsilon(s) = \lim_{s \to +0} \left[\frac{s^\alpha}{s^\alpha + K\dfrac{N(s)}{D(s)}}\right] sU_{ref}(s)$$

Prenons $U_{ref}(s) = 1/s$ (la consigne est un échelon unitaire).

On obtient :

$$\varepsilon(\infty) = \lim_{t \to +\infty} \varepsilon(t) = \lim_{s \to +0} s\varepsilon(s) = \lim_{s \to +0} \left[\frac{s^{\alpha}}{s^{\alpha} + K} \right]$$

L'erreur vaut $\varepsilon(\infty) = \dfrac{1}{1+K}$ si $\alpha = 0$.
Elle n'est nulle que si $\alpha \geq 1$ (voir *tableau 7.3*).
Prenons $U_{ref}(s) = 1/s^2$ (la consigne est une rampe d'équation $y_c(t) = t$).
On obtient :

$$\varepsilon(\infty) = \lim_{s \to +0} \left[\frac{s^{\alpha-1}}{s^{\alpha} + K} \right]$$

L'erreur $\varepsilon(\infty)$ n'est nulle que si $\alpha \geq 2$ (voir *tableau 7.3*).
Prenons $U_{ref}(s) = 1/s^3$ (la consigne est une parabole d'équation $y_c(t) = \frac{1}{2}t^2$).
On obtient :

$$\varepsilon(\infty) = \lim_{s \to +0} \left[\frac{s^{\alpha-2}}{s^{\alpha} + K} \right]$$

L'erreur $\varepsilon(\infty)$ n'est nulle que si $\alpha \geq 3$ (voir *tableau 7.3*).

Tableau 7.3 – Erreur selon la classe et selon la référence (consigne).

$u_{ref}(t)$	Classe $\alpha = 0$	Classe $\alpha = 1$	Classe $\alpha = 2$	Classe $\alpha = 3$	
échelon (*t*)	$\frac{1}{1+K}$	0	0	0	Précision en position
t	∞	$\frac{1}{K}$	0	0	Précision en vitesse (Erreur de traînage)
$\frac{1}{2}t^2$	∞	∞	$\frac{1}{K}$	0	Précision en accélération

7.4.4 Le critère de rapidité

On définit **le temps de réponse** t_r comme la durée de l'évolution de la sortie $u_{capt}(t) = y(t)$ entre 0 et la zone comprise entre 0,95*e* et 1,05*e* si *E* représente la variation de $u_{ref}(t)$ de l'asservissement (échelon unitaire sur le système bouclé).

Un critère simple de rapidité est celui où l'on agit sur la correction d'un système pour réduire le plus possible **le temps de réponse** t_{ras} pour la courbe $y_{as}(t)$ (voir *figure 7.8*).

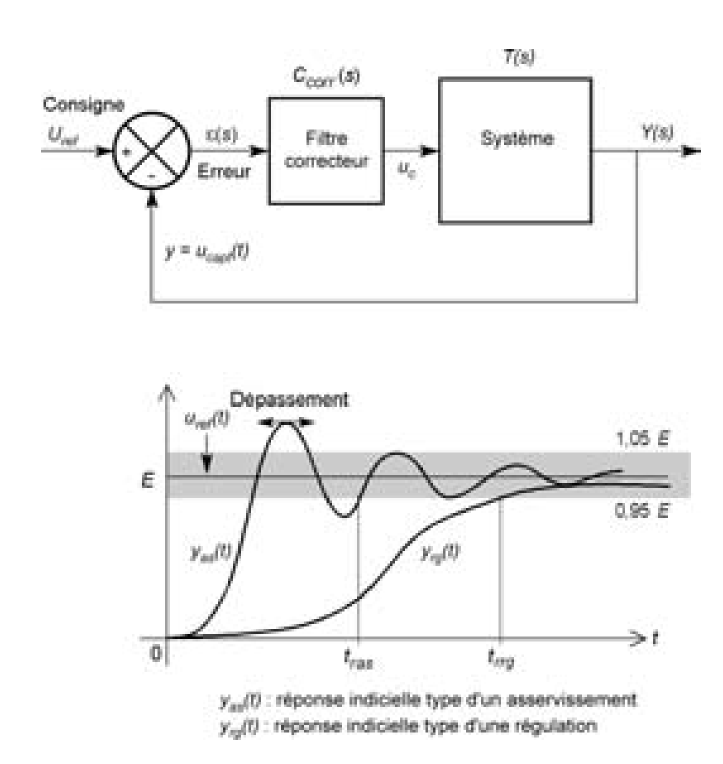


Figure 7.8 – Réponses indicielles d'un asservissement et d'une régulation.

Pour les régulations, on préfère généralement obtenir un système en boucle fermée très stable et peu rapide, c'est-à-dire où la réponse indicielle $y_{rg}(t)$ est sans dépassement (voir *figure 7.8*). Le temps de réponse t_{rrg} est alors plus long.

■ Cas des systèmes du second ordre

C'est le cas le plus pratique, et on essaie le plus souvent de s'y ramener. La fonction **modèle souhaitable après correction** en boucle ouverte et à retour unitaire est de **classe 1** et de la forme :

$$T_{corr}(s) = \frac{K}{s\tau(1 + s\tau)}$$

On obtient, en boucle fermée :

$$T'(s) = \frac{1}{1 + s\dfrac{\tau}{K} + s^2\dfrac{\tau^2}{K}} = \frac{1}{1 + 2\xi\left(\dfrac{s}{\omega'_0}\right) + \left(\dfrac{s}{\omega'_0}\right)^2}$$

En identifiant, on obtient $\omega_0' = \frac{\sqrt{K}}{\tau}$ et $\xi = \frac{1}{2\sqrt{K}}$.

On appelle dépassement D la quantité correspondant au premier maximum y_{Max} de la réponse indicielle. On donne $D = 100 \times \left(\frac{y_{Max} - E}{E}\right)$ en %.

Pour un système du deuxième ordre, on démontre que :

$$D = 100 \times \exp\left(-\pi \frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}}\right)$$

Plus le dépassement est grand, moins le système a un degré de stabilité suffisant.

La marge de gain n'est pas définie pour un système du deuxième ordre.

Dans la pratique, il est souhaitable que l'asservissement fonctionne de manière telle que $0{,}43 \leq \xi \leq 1$ **pour obtenir le meilleur compromis entre précision, stabilité et rapidité en boucle fermée.**

D'où le *tableau 7.4* récapitulatif.

Tableau 7.4 – Système du deuxième ordre en boucle fermée.

Valeur de ξ (en boucle fermée)	$\xi = 0{,}43$	$\xi = 0{,}707$	$\xi = 1$
Valeur de K	$K = 1{,}35$	$K = 0{,}5$	$K = 0{,}25$
Marge de phase	46°	65°	76°
Pulsation de transition ω_T	$\omega_T = \frac{0{,}97}{\tau}$	$\omega_T = \frac{0{,}45}{\tau}$	$\omega_T = \frac{0{,}24}{\tau}$
Temps réponse t_r à 5 % (en boucle fermée)	$t_r = \frac{5{,}3}{\omega_0}$	$t_r = \frac{3}{\omega_0}$	$t_r \approx \frac{4{,}7}{\omega_0}$
Dépassement D en % (en boucle fermée)	$D = 22$ %	$D = 4{,}3$ %	$D = 0$ %

Par définition, la pulsation de transition ω_T est telle que la fonction de transfert à retour unitaire en boucle ouverte à pour module l'unité. Cela signifie :

– $|T(j\omega_T)| = 1$ en l'absence de correction ;

– $|T_c(j\omega_{cT})| = |C_{corr}(j\omega_{cT})| \times |T(j\omega_{cT})| = 1$ après correction.

La correction modifie généralement la valeur de la pulsation de transition. On remarque d'après ce tableau que la valeur de ξ la plus intéressante est 0,707.

7.4.5 Correction d'un système bouclé

On a vu que l'on cherche les avantages suivants pour un système bouclé :

- grande stabilité;
- précision en rapport avec les tensions de référence prévues;
- grande rapidité.

Vouloir corriger un système en introduisant un filtre correcteur consiste à lever le dilemme « précision-stabilité », et parfois la contradiction « stabilité-rapidité ».
Plusieurs méthodes de correction sont possibles pour la correction d'un asservissement ou d'une régulation :

- la méthode consistant à rechercher une fonction de transfert « modèle » grâce au correcteur;
- la méthode consistant à obtenir une fonction de transfert corrigée de classe élevée, et cela en respectant les critères de stabilité dans les plans de Nyquist ou de Bode.

Les filtres les plus classiques sont :

- l'amplification simple (correcteur proportionnel) notée $C_{corr}(s) = K$;
- le filtre PI proportionnel et intégral noté $C_{corr}(s) = K_I\left(1 + \frac{1}{s\tau_I}\right)$;
- le filtre PD proportionnel et dérivé noté $C_{corr}(s) = K_D\left(1 + s\tau_{Dev}\right)$;
- le filtre PID proportionnel et dérivé noté $C_{corr}(s) = K\left(1 + \frac{1}{s\tau_I} + s\tau_{Dev}\right)$. Pour ce filtre on choisit nécessairement $\tau_{Dev} << \tau_I$. Le correcteur PID est intégrateur en basse fréquence et dérivateur en « haute » fréquence.

On se limite ici au cas « pratiques » de détermination de filtres correcteurs.
N.B. : on utilise τ_{Dev} pour ne pas confondre avec la grandeur τ_D du modèle de Strejc.

■ Correction « empirique » par la méthode de Ziegler et Nichols

Plutôt que de chercher à calculer le filtre, une approche expérimentale est souvent effectuée pour les corrections de régulateurs.
Méthode du « pompage » : elle consiste à tester le régulateur en correction proportionnelle de niveau K en boucle fermée. La fonction de transfert sera donc :

$$\frac{y}{y_c} = T'(s) = \frac{KT(s)}{1 + KT(s)}$$

On monte la valeur de K jusqu'à obtenir des oscillations d'instabilité (ou pompage) de période t_0. On note la valeur K_0 correspondante, ce qui permet de déterminer la valeur des filtres correcteurs.
Méthode de la réponse indicielle : on a vu précédemment (§ 7.3.2) que la méthode de Ziegler et Nichols considère pour certains systèmes que la réponse indicielle provient d'une fonction « intégrateur + retard ».

$$T_{ZN}(s) = \frac{T_0 e^{-s\tau_N}}{s}$$

La réponse indicielle est alors une « rampe » décalée dans le temps $y = T_0(t - \tau_N)$. On choisit donc les filtres correcteurs P, PI et PID dans le *tableau 7.5* suivant selon la méthode utilisée.

Tableau 7.5 – Correction selon les deux méthodes de Ziegler et Nichols.

T(*s*) du correcteur	Essai indiciel (T_0, τ_N)			Pompage (K_0, t_0)		
K	$K = \frac{1}{T_0\tau_N}$			$K = 0{,}5\ K_0$		
$K\left(1+\frac{1}{s\tau_I}\right)$	$K = \frac{0{,}9}{T_0\tau_N}$	$\tau_I = 3{,}3\ \tau_N$		$K = 0{,}45\ K_0$	$\tau_I = 0{,}83\ t_0$	
$K\left(1+\frac{1}{s\tau_I}+s\tau_{Dev}\right)$	$K = \frac{1{,}2}{T_0\tau_N}$	$\tau_I = 2\ \tau_N$	$\tau_I = 0{,}5\ \tau_N$	$K = 0{,}6\ K_0$	$\tau_I = 0{,}5\ t_0$	$\tau_{Dev} = 0{,}125\ t_0$

■ Étude de la régulation en vitesse d'un moteur soumis à la limitation de courant

□ Principe de la commande

Le principe de cette commande est indiqué à la *figure 7.9*.

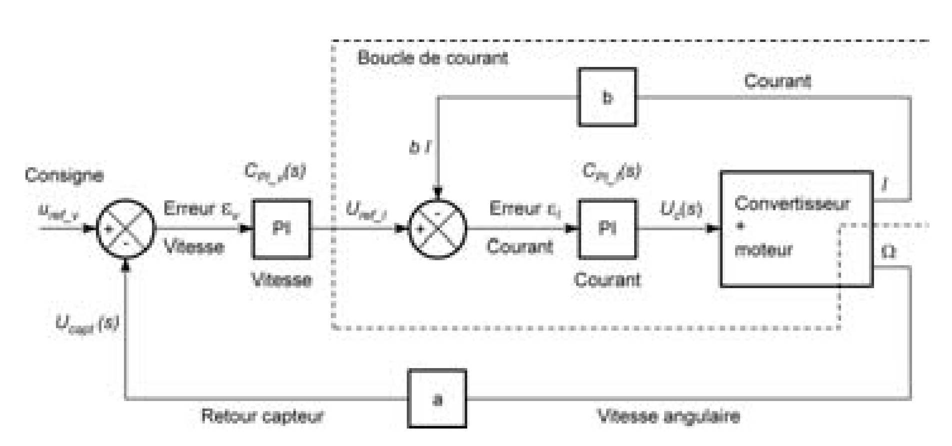


Figure 7.9 – Régulation de vitesse d'un moteur avec limitation de courant.

La commande en vitesse s'effectue par un convertisseur (hacheur, redresseur à thyristors, onduleur, gradateur…) qui joue le rôle d'un amplificateur. On note *A* l'amplifi-

cation correspondante. Le moteur est continu ou alternatif. L'intensité du courant peut être variable.

En **fonctionnement normal**, l'asservissement de vitesse agit en deux boucles :

– une boucle fermée assurant la régulation de vitesse;
– la boucle fermée de courant (voir *figure 7.9*) qui fonctionne toujours en régime linéaire. La valeur de la consigne $u_{ref_I}(t)$ du courant varie selon le retour du capteur noté bI, **à l'erreur près à l'entrée du correcteur PI du courant**.

En **régime de saturation**, la valeur de la consigne $u_{ref_I_Max}$ du courant est imposée. Le courant est imposé dans le moteur. La seule boucle fermée est la boucle de courant.

☐ Correction PI_I de la boucle de courant

En ce qui concerne la boucle de courant, on se limite ici au cas où il est possible d'écrire :

$$u_s'(t) = Ri(t) + L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + e(t)$$

où $u_s'(t)$ est la tension réglable fournie par le convertisseur et $e(t)$ la f.é.m. équivalente du moteur. On admet que la correction impose un temps de réponse t_{rI} **très court** de la boucle de courant et que $e(t)$ **reste sensiblement constant durant** t_{rI}. On a donc en définitive :

$$I(s) = \frac{U_s'(s) - E(s)}{R(1 + s\tau_e)}$$

en posant $\tau_e = L/R$.

La correction introduite par le filtre $C_{PI_I}(s)$ a pour but de rendre la boucle de courant stable et précise. On choisit généralement un filtre $C_{PI-I}(s) = K_I\frac{1 + s\tau_e}{s\tau_e}$; la fonction de transfert corrigée de la boucle (ouverte) de courant est alors un intégrateur pur $B_{I\,Corr}(s) = K_I A\left(\frac{b}{R}\right)\left(\frac{1}{s\tau_e}\right)$, ce qui donne un système toujours stable en boucle fermée. Le choix de K_I est donné par l'étude de la boucle de vitesse.

☐ Correction PI_v de la boucle de vitesse

Soit $T(s)$ la fonction de transfert à retour unitaire avant correction telle que $T(s) = \frac{U_{capt}(s)}{U_c(s)}$.

Une fois déterminé le choix du correcteur PI de la boucle de courant, il faut déterminer la fonction de transfert vis-à-vis de la vitesse. On écrit que :

$$\varepsilon_I = U_{ref_I} - bI = \frac{U_{capt}(s)}{C_{PI-I}(s)T(s)}$$

ce qui permet d'obtenir une équation entre $U_{capt}(s)$ et U_{ref_I}. Sachant que :

$$U_{ref_I} = K_v\left(\frac{1+s\tau_v}{s\tau_v}\right)\varepsilon_v$$

il est ainsi possible d'obtenir une relation entre le retour de la dynamo tachymétrique $U_{capt}(s)$ et ε_v.
La fonction de transfert de la vitesse obtenue en boucle ouverte est alors :

$$T_{v\ corr}(s) = \frac{U_{capt}(s)}{\varepsilon_v}$$

On dispose des coefficients K_v, K_I et τ_v pour obtenir une fonction de transfert pour obtenir un système en boucle fermée à la fois stable précis et rapide. Ce système sera néanmoins plus lent que la limitation en courant.

7.4.6 Utilisation d'un correcteur numérique pour un système bouclé

On utilise de plus en plus des processeurs pour réaliser des filtres correcteurs PI ou PID. On convertit alors les données $u_{capt}(t)$ du capteur en N bits; la référence (consigne) est imposée également sur N bits et le filtre correcteur est alors un programme écrit dans un microcontrôleur, un DSP, ou même un automate.
La fonction obtenue est semblable à celle d'un correcteur analogique.
L'avantage du correcteur numérique est qu'il est facile de noter les valeurs de réglage, de les modifier, et surtout de les maintenir constantes, malgré le vieillissement, les perturbations du système.

7.5 Système hacheur-moteur à courant continu en boucle fermée

7.5.1 Pertes dans un hacheur

Les hacheurs sont généralement à transistors MOS ou IGBT et comportent aussi des diodes. En toute rigueur, si l'on veut évaluer leurs pertes, il faut connaître la valeur moyenne du courant $< i_T >$ pour chaque transistor et $< i_D >$ pour chaque diode. Ces valeurs moyennes dépendent de l'utilisation du hacheur et du rapport cyclique utilisé. On considère alors les valeurs maximales notées $< i_{TM} >$ et $< i_{DM} >$ de ces courants.
On modélise les transistors et les diodes à l'état passant. On néglige les pertes à l'état bloqué.

On désigne par :

– R_{DS}, la résistance à **l'état passant** d'un transistor MOS;
– R_{CE}, la résistance équivalente à **l'état passant** d'un transistor IGBT;
– V_{CE_sat}, la chute de tension équivalente à **l'état passant** (à courant nul) d'un transistor IGBT;
– R_D, la résistance à **l'état passant** d'une diode de puissance;
– V_{D_cond}, la chute de tension équivalente à **l'état conducteur** (à courant nul) d'une diode de puissance.

Si un hacheur (ou une alimentation à découpage) comporte ***n*** **transistors MOS et** ***m*** **diodes**, les pertes maximales estimées seront :

$$p_{HJ} \approx n \times R_{DS} \times < i_{TM}{}^2 > + \, m \times R_D \times < i_{DM}{}^2 > + \, m \times V_{D_cond} \times < i_{DM} >$$

Si un hacheur (ou une alimentation à découpage) comporte ***n*** **transistors IGBT et** ***m*** **diodes**, les pertes maximales estimées seront :

$$p_{HJ} \approx n \times R_{CE} \times < i_{TM}{}^2 > + \, n \times V_{CE_sat} \times < i_{DM} > + \, m \times R_D \times < i_{DM}{}^2 > + \, m \times V_{D_cond} \times < i_{DM} >$$

7.5.2 Modélisation en boucle ouverte

Les pertes dans un hacheur sont généralement très faibles, et on peut considérer ce convertisseur comme ayant un rendement voisin de l'unité.

On s'intéresse ici au cas d'un système classique : l'association d'un hacheur avec un moteur à courant continu. On cherche à réaliser un asservissement de vitesse avec limitation de courant.

D'une manière générale, la période T_e de découpage du hacheur est faible devant les plus petites constantes de temps du moteur. L'expression : $T_{conv}(s) = A\left[\dfrac{1 - e^{-sTech}}{s}\right] = \dfrac{U'_s}{U_c}$ devient alors :

$T_{conv}(s) = A\left[\dfrac{1 - e^{-sTe}}{s}\right] \approx A\dfrac{sT_e}{s} = A_H$, où A_H est l'amplification équivalente du hacheur.

La commande en vitesse s'effectue par **hacheur à quatre quadrants** car c'est le seul qui assure la **réversibilité** pour les deux sens de rotation du moteur. Si l'alimentation du hacheur n'est pas réversible, on réalise **artificiellement cette réversibilité** par une résistance de « freinage » (ou de « saignée ») (voir chapitre 8).

Le moteur est soumis à un couple de charge T_r qui peut être variable.

En ce qui concerne la boucle de courant, plusieurs approches sont possibles pour déterminer les valeurs du filtre correcteur.

On rappelle les équations du moteur à courant continu à flux constant, en négligeant les pertes autres que les pertes par effet Joule :

$$U = I(R + sL) + K\Omega$$
$$T_e = KI = Js\Omega + T_r$$

où K est la constante de f.é.m., J le moment d'inertie, et T_r le couple résistant.
On s'intéresse seulement à la première équation. On en déduit :

$$\frac{I(s)}{U - K\Omega} = \frac{1}{R(1 + s\tau_e)}$$

où τ_e est la constante électrique.

Désignons en effet par $B_I(s) = \frac{bI}{\varepsilon_I} = C_{PI_I}(s)A_H bT_{11}(s)$ la fonction de transfert de la boucle (ouverte) de courant. La correction introduite par le filtre $C_{PI_I}(s)$ a pour but de rendre la boucle de courant stable et précise. On admet que, lorsque la **limitation de courant agit**, la vitesse varie peu, ou qu'elle ne perturbe pas le comportement de la boucle de courant.

La boucle (ouverte) de courant est alors $B_I(s) = \frac{bI}{\varepsilon_I} = C_{PI_I}(s)A_H\left(\frac{b}{R}\right)\left(\frac{1}{1 + s\tau_e}\right)$.

On choisit généralement un filtre $C_{PI_I}(s) = K_I\frac{1 + s\tau_e}{s\tau_e}$; la fonction de transfert corrigée de la boucle (ouverte) de courant est alors un intégrateur pur $B_{I\,Corr}(s) = K_I A_H\left(\frac{b}{R}\right)\left(\frac{1}{s\tau_e}\right)$, ce qui donne un système toujours stable en boucle fermée. Le choix de K_I est donné par l'étude de la boucle de vitesse.

7.5.3 Étude en boucle fermée

On cherche donc à déterminer les coefficients des deux filtres correcteurs de fonction de transfert $C_{PI_I}(s)$ et $C_{PI_v}(s)$ d'un asservissement de vitesse avec limitation de courant.
Un hacheur à 4 quadrants de fréquence de découpage 2 kHz alimente sous tension maximale $U'_M = 200$ V un moteur à courant continu à excitation séparée.
Il s'agit du moteur Leroy-Somer MS1 Classe F 801 L 06 de puissance nominale 0,44 kW, de vitesse nominale 1 500 tr/min (soit 157 rad/s).
Le constructeur donne les indications suivantes :
$L_a = 30$ mH; $J = 0{,}003$ kg · m² (moteur seul); $U_n = 170$ V; couple nominal 3 N · m Classe F.
Courant d'excitation $I_F = 0{,}38$ A; courant nominal d'induit $I_{an} = 3$ A.
Rendement hors excitation 0,74.
On a trouvé par les mesures : $R = 5$ ohms.
Le calcul montre que : $K = \frac{170 - 5 \times 3}{157} = 0{,}987$.

On mesure $L_a = 0{,}0243$ H.

La constante de temps électrique est donc $\tau_e = \dfrac{L_a}{R_a} = 4{,}86$ ms.

On a mesuré $J = 0{,}004$ kg · m², car le moteur est accouplé à une charge mécanique. La constante de temps électromécanique est donc $\tau_{em} = \dfrac{RJ}{K^2} = 20{,}5$ ms.

On néglige les autres pertes. Le couple nominal résistant est de 3,25 N · m.
Le hacheur se comporte comme un amplificateur de gain $A_H = 100$.
La constante de la dynamo tachymétrique est $a = 0{,}01146$.

☐ Commande sans limitation de courant

Le choix du PI correcteur est simple : $K_v = 1$ et $\tau_v = \tau_{em}$. Le système soumis en boucle fermée à un échelon de consigne (sur u_{ref_v}) est très stable, mais la « pointe » de courant est trop élevée au démarrage.

☐ Commande avec limitation de courant

Le montage précédent est conservé sauf par l'introduction d'une « saturation » pour la limitation de courant. Le capteur de courant est tel que $b = 0{,}1$ ohm. Le système est toujours soumis en boucle fermée à un échelon de consigne sur u_{ref_v}. Deux cas d'étude peuvent être l'objet d'une simulation :

– Le choix du **PI_I correcteur courant** est simple : $K_I = 1$ et $\tau_I = \tau_e$. La limitation du courant est fixée à 9 A, ce qui fait presque 3 fois le courant nominal. Le **choix du PI_v correcteur vitesse** est : $K_v = 15$ et $\tau_v = \tau_{em}$. Le correcteur vitesse est trop « rapide ». Le système est instable durant le démarrage et oscille entre les deux limitations de courant. En revanche est très stable, une fois la vitesse atteinte.
– Le choix du **PI_I correcteur courant** est toujours : $K_I = 1$ et $\tau_I = \tau_e$. La limitation du courant est encore fixée à 9 A. Le choix du **PI_v correcteur vitesse** est : $K_v = 15$ et $\tau_v = 10\ \tau_{em}$. Le correcteur vitesse est plus « lent ». Le système est stable durant le démarrage et on constate un faible dépassement.

Conclusion : le hacheur est « transparent » dans l'étude de l'asservissement, et se comporte uniquement comme un amplificateur pur.
Pour un sens donné de la rotation, il doit être néanmoins au **minimum à 2 quadrants**. En effet, **l'action imposée par le hacheur** (par variation du rapport cyclique) à la machine à courant continu lors d'un **ralentissement** (quadrant 2 dans le cas d'une vitesse positive) doit être équivalente à celle imposée lors d'une **accélération** (quadrant 1 dans le cas d'une vitesse positive), ce qui ne serait pas le cas avec un hacheur série, où le ralentissement du moteur n'est provoqué que par l'action du couple résistant.
Pour obtenir un asservissement dans les **deux sens de rotation**, il est donc nécessaire d'utiliser un **hacheur à 4 quadrants**.
En plus des deux quadrants déjà cités :

– quadrant 3 pour l'accélération, dans le cas d'une vitesse négative;
– quadrant 4 pour la décélération, dans le cas d'une vitesse négative.

7.5.4 Protection en courant

On constate que le système étudié ci-dessus limite en courant par exemple lors d'un démarrage ou d'un freinage brutal d'un moteur. Mais on a vu que la protection la plus simple est de bloquer les transistors (ou les thyristors) du hacheur et de laisser $i(t)$ revenir à zéro en régime transitoire. Cela est *a priori* toujours possible si la tension d'alimentation U du hacheur est **toujours supérieure** à la f.é.m. E du moteur.

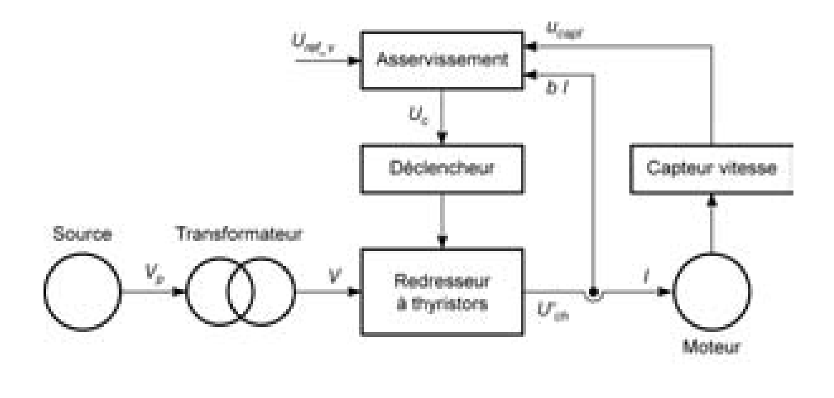
Une **procédure d'arrêt d'urgence** doit donc être la suivante :

– **blocage de tous les transistors** en cas de détection de surintensité par un capteur (différent de celui qui sert à la limitation) ;
– **maintien de l'alimentation** U tant que l'arrêt du moteur n'est pas obtenu ;
– arrêt de l'alimentation U.

7.6 Système redresseur-moteur à courant continu

7.6.1 Utilisation d'un transformateur

Les redresseurs à diodes ou à thyristors sont généralement alimentés à partir du réseau grâce à un transformateur basse fréquence dont la puissance nominale est au moins égale à celle du convertisseur. Le schéma de montage est celui de la *figure 7.10*.



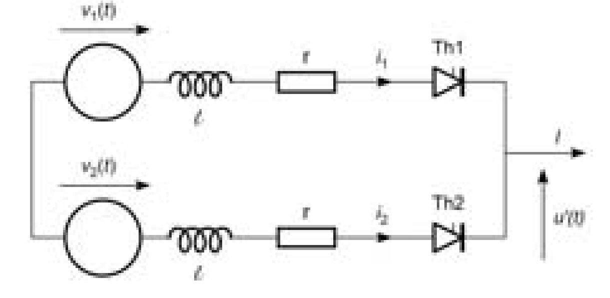


Figure 7.10 – Transformateur alimentant un montage redresseur à thyristors fonctionnant dans un asservissement de vitesse.

Le rôle du transformateur est généralement d'abaisser la tension du secteur pour obtenir un **réglage de la tension continue U' compatible avec la charge**.

■ Chute de tension due à l'empiétement

La modélisation présentée en bas de la *figure 7.10* montre que chaque élément secondaire du transformateur a pour schéma équivalent :

– une f.é.m. $v_i(t) = V\sqrt{2}\,\sin(\omega t - \varphi_i)$;
– une inductance « de fuites » ramenée aux secondaires, notée l;
– une résistance due aux bobinages notée r.

La présence de l'inductance l dans le circuit empêche une commutation instantanée des diodes ou des thyristors. En d'autres termes, lorsque qu'un interrupteur (par exemple Th_1) doit être bloqué par l'amorçage de Th_2, le circuit inductif impose une **conduction simultanée** des deux interrupteurs durant un temps t_{emp} correspondant à un angle noté $\alpha = \omega t_{emp}$. Ce phénomène est appelé **empiétement**. Il n'existe qu'en **débit continu** (voir chapitre précédent).
Prenons le cas d'un fonctionnement en redresseur PD3 à thyristors. On donne :

– $v_1(t) = V\sqrt{2}\sin(\omega t) = V\sqrt{2}\sin\theta$;
– $v_2(t) = V\sqrt{2}\sin(\omega t - 2\pi/3) = V\sqrt{2}\sin(\theta - 2\pi/3)$.

On désigne par δ **l'angle de retard à l'amorçage des thyristors**. Le débit est continu.
En l'absence d'empiétement, le thyristor Th_1 conduit de $\theta = \delta + \pi/6$ à $\theta = \delta + 2\pi/3 + \pi/6$, ce qui correspond à l'angle d'amorçage du thyristor Th_2.
En présence du phénomène d'empiétement, le thyristor Th_1 conduit de $\theta = \delta + \pi/6$ à $\theta = \delta + 2\pi/3 + \pi/6 + \alpha$, alors que l'amorçage du thyristor Th_2 **est réalisé à l'angle** $\theta = \delta + 2\pi/3 + \pi/6$.
Pour ce calcul, on néglige l'influence des résistances et on considère que les interrupteurs sont parfaits. On a :

$$u(t) = v_1(t) - l\frac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t}$$

$$u(t) = v_2(t) - l\frac{\mathrm{d}i_2}{\mathrm{d}t}$$

Sachant que $i_1(t) + i_2(t) = \langle i \rangle = I$ **constant** on démontre que :

$$u(t) = \frac{v_1(t) + v_2(t)}{2}$$

Ce calcul permet la détermination de l'angle α. On résout l'équation différentielle :

$$u(\theta) = v_1(\theta) - l\omega\frac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}\theta}$$

pour déterminer l'expression de $i_1(\theta)$ à δ **fixé**. Pour :

– $\theta = \delta + 2\pi/3 + \pi/6$, le courant $i_1(\theta)$ vaut I;
– $\theta = \delta + 2\pi/3 + \pi/6 + \alpha$, le courant $i_1(\theta)$ s'annule.

La valeur l'angle α dépend du courant I, de la tension V et de l'angle δ.
Conséquence de l'empiétement : la tension U' obtenue en sortie du redresseur est plus faible que ce que donne la formule théorique des redresseurs. On désigne par $(\Delta U')_{emp}$ la « chute de tension » correspondante. On démontre que cette chute de tension ne dépend pas de l'angle de retard à l'amorçage δ. **Elle ne dépend que du courant I débité et du type de montage redresseur utilisé.**

Pour un montage PD2, on a $(\Delta U')_{emp} = \frac{4}{\pi} l\omega I$.

Pour un montage PD3, on a $(\Delta U')_{emp} = \frac{3}{\pi} l\omega I$.

Ces relations s'appliquent aussi bien à un redresseur à diodes qu'à un redresseur à thyristors, pont mixte ou « tout thyristors ».

■ Autres chutes de tension

La modélisation présentée en bas de la *figure 7.10* montre également que les autres éléments interviennent dans la chute de tension :

– la résistance r des bobinages du transformateur;
– la chute de tension introduite par les interrupteurs, diodes ou thyristors.

On considère le courant $< i_T >$ pour chaque thyristor, qui est aussi celui pour chaque bobinage du transformateur. Ces valeurs moyennes dépendent de l'utilisation du redresseur (c'est-à-dire du courant I) et de la nature du débit : **continu ou discontinu**. On considère alors la valeur maximale notée $< i_{TM} >$ de ce courant.
On modélise les thyristors (ou les diodes) à l'état passant. On néglige les pertes à l'état bloqué.
On désigne par :

– R_D, la résistance à **l'état passant** d'une diode de puissance ou d'un thyristor;
– V_{D_cond}, la chute de tension équivalente à **l'état conducteur** (à courant nul) d'une diode de puissance ou d'un thyristor.

La chute de tension totale $\Delta U'$ du redresseur réel sera donc :

$$\Delta U' = (\Delta U')_{emp} + 2 \times (r + R_D) < i_{TM} > + 2 \times V_{D_cond}$$

Les pertes de puissance dans l'ensemble transformateur + redresseur seront donc estimées à :

$$p \approx P_{FER} + [2 \times r \times < i_{TM} > + 2 \times R_D \times < i_{TM} > + 2 \times V_{D_cond}] \times I$$

où P_{FER} représente les pertes Fer du transformateur, et r **la résistance équivalente par phase au secondaire, y compris en monophasé.**
N.B. : le phénomène d'empiétement ne dissipe pas de puissance active.

C

CONVERTISSEURS : ÉTUDES DE CAS

7.6.2 Modélisation en boucle ouverte

Les **pertes par effet Joule, les pertes dans les composants et le phénomène d'empiétement** dans le système transformateur + redresseur introduisent en sortie du convertisseur une résistance équivalente R_{eq} telle que :

$$U'_{ch} = U'_{Th} - R_{eq} \times I$$

où U'_{Th} est la tension en charge; $U'_{Th} = U'$ est la tension théorique réglable indiquée aux *tableaux 5.6 et 5.7*.

On s'intéresse ici au cas d'un système classique : l'association d'un redresseur à 4 quadrants avec un moteur à courant continu. La commande des thyristors est du type « Arc cosinus » pour obtenir une relation linéaire entre U'_{ch} et U_c. On pose $A_R \approx \dfrac{\Delta U'_{ch}}{\Delta U_c}$.

On cherche à réaliser un asservissement de vitesse avec limitation de courant (voir *figure 7.10*).

La période T_{ech} d'échantillonnage du redresseur n'est pas toujours faible devant les plus petites constantes de temps du moteur. On rappelle que :

- $T_{ech} = T/2$ pour un pont PD2 alors que la période du secteur est T;
- $T_{ech} = T/3$ pour un pont PD3 mixte;
- $T_{ech} = T/6$ pour un pont PD3 « tout thyristors »;
- $T_{ech} = T/6$ pour un double pont PD3 « tout thyristors ».

Cas du débit continu :

L'inductance de lissage L est élevée, et $T_{ech} << L/R$ **constante de temps électrique du système.** L'expression $T_{conv}(s) = A\left[\dfrac{1 - e^{-sTech}}{s}\right] = \dfrac{U'_s}{U_c}$ devient alors $T_{conv} \approx A_R$ où A_R est l'amplification équivalente du redresseur en débit continu, avec $A_R \approx \dfrac{\Delta U'_{ch}}{\Delta U_c}$.

La commande en vitesse s'effectue par double pont « tout thyristors » à quatre quadrants monophasé ou triphasé car c'est le seul qui assure la **réversibilité** pour les deux sens de rotation du moteur.

On obtient ainsi un asservissement dans les **deux sens de rotation** en utilisant :

- le quadrant 1 pour l'accélération, en vitesse positive;
- le quadrant 2 pour la décélération, en vitesse positive;
- le quadrant 3 pour l'accélération, en vitesse négative;
- le quadrant 4 pour la décélération, en vitesse négative.

Considérons le convertisseur double pont « tout thyristors » P_{Th} et P'_{Th} en « tête-bêche » (voir *figure 5.22*). On introduit en **série avec chaque pont une inductance** dans laquelle le courant $i_L(t)$ (pour le pont P_{Th}) et le courant $i'_L(t)$ (pour le pont P'_{Th}) sont tous les deux strictement positifs. Les relations de débit continu s'appliquent alors à chaque pont :

- $U_c \rightarrow U'_{ch_Th}$ pour la commande en charge du pont P_{Th};

– $U_c' \to (U'_{ch_Th'})'$ pour la commande en charge du pont P'_{Th}.

On désigne par :

– U'_{Th} la tension **théorique** réglable indiquée aux *tableaux 5.6 et 5.7* concernant le pont P_{Th};
– $(U'_{Th})'$ la tension **théorique** réglable indiquée aux *tableaux 5.6 et 5.7* concernant le pont P'_{Th}.

Pour obtenir dans tous les cas un **débit continu**, l'un des ponts fonctionne en redresseur, l'autre en onduleur. Soit I_c, le courant dit **de circulation** entre les deux ponts, avec $I_c \geq I_M$ où I_M est la valeur maximale de $|I|$, courant fourni ou reçu par le double pont.

Les tensions de sortie U' et $(U')'$ de chaque pont ont pour signe :

– **signe positif** par rapport à sa propre référence de fonctionnement si le pont est redresseur;
– **signe négatif** par rapport à sa propre référence de fonctionnement si le pont est onduleur assisté.

On a donc $I_c > 0$ pour $I_c \geq I_M > I > -I_M \geq -I_c$.

D'autre part, la condition $U'_{ch_Th} = -(U'_{ch_Th'})$ **est imposée en permanence** par les tensions de commande des déclencheurs U_c et U_c'.

Cela donne, pour le fonctionnement dans chacun des quadrants en **débit continu** (on considère que le **lissage du courant** dans chaque pont est tel que son ondulation Δi_L est négligeable) :

– **quadrant 1 :** $U'_{ch} > 0$ et $I > 0$. Le pont P_{Th} est redresseur ($U'_{Th} > 0$) et le pont P'_{Th} onduleur assisté $(U'_{Th'})' < 0$. Alors :

$$U'_{Th} - R_{eq} \times I_c = -(U'_{Th'})' + R_{eq} \times (I_c - I)$$

– **quadrant 2 :** $U'_{ch} > 0$ et $I < 0$. On a toujours le pont P_{Th} redresseur ($U'_{Th} > 0$) et le pont P'_{Th} onduleur assisté $(U'_{Th'})' < 0$. Alors :

$$U'_{Th} - R_{eq} \times (I_c + I) = -(U'_{Th'})' + R_{eq} \times I_c$$

– **quadrant 3 :** $U'_{ch} < 0$ et $I < 0$. Le pont P_{Th} est onduleur assisté ($U'_{Th} < 0$) et le pont P'_{Th} redresseur $(U'_{Th'})' > 0$. Alors :

$$U'_{Th} + R_{eq} \times I_c = -(U'_{Th'})' - R_{eq} \times (I_c + I)$$

– **quadrant 4 :** $U'_{ch} < 0$ et $I > 0$. On a toujours le pont P_{Th} onduleur assisté ($U'_{Th} < 0$) et le pont P'_{Th} redresseur $(U'_{Th'})' > 0$. Alors :

$$U'_{Th} + R_{eq} \times (I_c - I) = -(U'_{Th'})' - R_{eq} \times I_c$$

Le modèle du moteur est le même que celui utilisé pour l'étude du hacheur.

En définitive, pour un moteur asservi en vitesse avec un redresseur à 4 quadrants fonctionnant en débit continu, l'étude est semblable à celle du hacheur 4 quadrants.

■ Cas du débit discontinu

L'inductance de lissage L est généralement faible, et la condition $T_{ech} << L/R$ constante de temps électrique du système n'est pas vérifiée.
La fonction de transfert $T(s)$ en boucle ouverte du système transformateur + redresseur + moteur devient alors extrêmement complexe. Elle dépend en outre de l'angle β correspondant à l'annulation du courant $i_L(t)$ et de la valeur moyenne $< i >$ du courant débité. La détermination de $T(s)$ en débit discontinu dépasse le but de ce chapitre. On renvoie le lecteur à des ouvrages spécialisés.

7.6.3 Étude en boucle fermée

En pratique, une étude peut être menée et donner :

– un **fonctionnement stable** en boucle fermée après correction, en **débit continu** ;
– un **fonctionnement instable** en boucle fermée même après correction, en **débit discontinu**.

Le **débit discontinu** doit être évité pour tout fonctionnement en asservissement, sauf éventuellement au démarrage et surtout en cas d'arrêt d'urgence.
L'étude en boucle fermée en **débit continu** s'apparente à celle, déjà présentée, du système hacheur + moteur.

7.6.4 Limitation de courant

Elle s'effectue :

– soit de **manière progressive**, en **débit continu**, quand l'asservissement fonctionne en limitation de courant ;
– soit en cas de **risque de perte de contrôle**, en **débit discontinu**, en particulier en fonctionnement en onduleur assisté (voir § 6.5.2) ;
– soit de **manière brutale**, en **débit discontinu**, pour réaliser un arrêt d'urgence (voir § 6.5.2).

7.7 Système onduleur-moteur asynchrone ou synchrone triphasé

7.7.1 Pertes dans un onduleur

Les onduleurs sont, comme les hacheurs, généralement à transistors MOS ou IGBT et comportent aussi des diodes. En toute rigueur, si l'on veut évaluer leurs pertes, il faut connaître la valeur moyenne du courant $< i_T >$ pour chaque transistor et $< i_D >$ pour chaque diode. Ces valeurs moyennes dépendent de l'utilisation de l'onduleur et du type de modulation utilisé. On considère alors les valeurs maximales notées $< i_{TM} >$ et $< i_{DM} >$ de ces courants.
On modélise les transistors et les diodes à l'état passant. On néglige les pertes à l'état bloqué.
On désigne encore par :

– R_{DS}, la résistance à **l'état passant** d'un transistor MOS ;

– R_{CE}, la résistance équivalente à **l'état passant** d'un transistor IGBT;
– V_{CE_sat}, la chute de tension équivalente à **l'état passant** (à courant nul) d'un transistor IGBT;
– R_D, la résistance à **l'état passant** d'une diode de puissance;
– V_{D_cond}, la chute de tension équivalente à **l'état conducteur** (à courant nul) d'une diode de puissance.

Si un onduleur comporte ***n*** **transistors MOS et** ***m*** **diodes**, les pertes maximales estimées seront :

$$p_{OJ} \approx n \times R_{DS} \times < i_{TM}^2 > + m \times R_D \times < i_{DM}^2 > + m \times V_{D_cond} \times < i_{DM} >$$

Si un onduleur comporte ***n*** **transistors IGBT et** ***m*** **diodes**, les pertes maximales estimées seront :

$$p_{OJ} \approx n \times R_{CE} \times < i_{TM}^2 > + n \times V_{CE_sat} \times < i_{DM} > + m \times R_D \times < i_{DM}^2 > + m \times V_{D_cond} \times < i_{DM} >$$

7.7.2 Modélisation en boucle ouverte à *V'/f'* constant

On peut généralement négliger les pertes dans les composants électroniques et considérer que le rendement est très voisin de l'unité.
En général, la charge de l'onduleur est inductive, et l'inductance L équivalente est élevée. Alors $T_{ech} << L/R$ **constante de temps électrique du système**.

L'expression $T_{conv}(s) = A\left[\frac{1 - e^{-sTech}}{s}\right] = V'/U_c$ devient alors une simple grandeur équivalente à une amplification notée A_O. Cela suppose que la tension de U_c commande la grandeur x (voir le *tableau 6.4*).
De même, si l'on considère la commande MLI d'un onduleur triphasé (voir le *tableau 5.4*).
On rappelle que, quand les fonctions génératrices sont sinusoïdales, et pour un système triphasé on les définit de la manière suivante :

$$g_1(t) = G\sqrt{2}\sin(\omega' t)$$
$$g_2(t) = G\sqrt{2}\sin(\omega' t - 2\pi/3)$$
$$g_3(t) = G\sqrt{2}\sin(\omega' t + 2\pi/3)$$

avec $0 \leq G \leq \frac{1}{\sqrt{2}} = G_M$.

Pour obtenir une modulation de largeur d'impulsion, on effectue une comparaison (encore appelée simple intersection) avec une fonction triangulaire.
On impose à la grandeur de commande x (ou, ce qui revient au même, U_c) d'agir proportionnellement sur la grandeur G et sur la fréquence f' avec $0 \leq x \leq 1$. On a alors :

– la relation entre x et G est $G = \frac{x}{\sqrt{2}}$;

– la tension phase-neutre $V' = G(U/2) = xV'_M$ où $V'_M = \dfrac{U}{2\sqrt{2}}$ est la valeur efficace maximale de tension phase-neutre maximale fournie par l'onduleur ;
– la fréquence $f' = xf'_M$ où f'_M est la fréquence maximale fournie par l'onduleur (celle de $g(t)$).

On impose alors à la charge un rapport V'/f' constant.
La fonction de transfert en boucle ouverte d'un tel onduleur est donc :

$$T_{conv}(s) = A_O = V'(s)/U_c(s)$$

avec $f'/f_M' = V'/V_M'$.

7.7.3 Variation de la vitesse en boucle ouverte d'un moteur asynchrone

Le rapport V'/f' est généralement choisi le plus proche possible du rapport V_n/f_n où V_n et f_n sont respectivement la tension et la fréquence nominales au stator du moteur.
Le réglage de la vitesse s'effectue en agissant sur la fréquence f'. On fait varier ainsi la vitesse de rotation du champ tournant. Dans le cas d'un moteur asynchrone, la vitesse réellement obtenue dépend en définitive :

– de la valeur de la tension V' ;
– de la valeur de la fréquence f' ;
– du couple résistant T_r de la charge mécanique du moteur.

L'inconvénient de cette méthode est qu'elle admet que le flux statorique Φ_s reste constant, quel que soit le couple à fournir et la vitesse du moteur. Or cette condition est difficile à vérifier pour les basses vitesses, à cause de l'influence de la résistance du stator, qui provoque une « chute de tension ». Pour pallier cet inconvénient, on réalise un « *boost* » en basse valeur de la fréquence f' en imposant une tension V' constante jusqu'à environ 25 % de ω_{sn}. Ensuite, l'onduleur suit la loi où le rapport V'/f' est constant (voir *figure 7.11*).

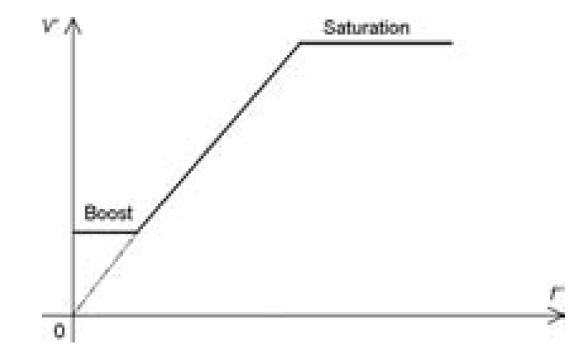


Figure 7.11 – Loi de commande d'un onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone.

Néanmoins, malgré cette amélioration de la commande, le démarrage en charge du moteur asynchrone est difficile.

7.7.4 Injection de l'harmonique 3

Ce type de modulation n'est applicable que sur les onduleurs triphasés de tension alimentant des machines à champ tournant. Les moteurs synchrone et asynchrone ne sont pas sensibles à l'harmonique 3 à condition que le fil neutre (en montage étoile) ne soit pas utilisé.
On modifie les fonctions génératrices de l'onduleur triphasé :

$$g_1(t) = G\sqrt{2}\sin(\omega' t) + \frac{G\sqrt{2}}{6}\sin(3\omega' t)$$

$$g_2(t) = G\sqrt{2}\sin(\omega' t - 2\pi/3) + \frac{G\sqrt{2}}{6}\sin(3\omega' t)$$

$$g_3(t) = G\sqrt{2}\sin(\omega' t + 2\pi/3) + \frac{G\sqrt{2}}{6}\sin(3\omega' t)$$

La fonction $g_1(t) = G\sqrt{2}\sin(\omega' t) + \frac{G\sqrt{2}}{6}\sin(3\omega' t)$ a une dérivée nulle et est maximale pour $\omega' t = \pi/3$ ou $2\pi/3$ (par contre, pour $\omega' t = \pi/2$, il y a un minimum « en creux » entre deux maxima).
Considérons le cas où G est maximal pour ce type d'utilisation. On note G_{M3} sa valeur.
Alors on a :

$$G_{M3}\sqrt{2}\left(\frac{\sqrt{3}}{2}\right) + 0 = 1$$

Cela donne $G_{M3} = \sqrt{\frac{2}{3}}$, au lieu de $G_M = \frac{1}{\sqrt{2}}$, soit un rapport $\frac{G_{M3}}{G_M} = \frac{2}{\sqrt{3}} =$ 1,154, soit une augmentation du réglage du niveau maximal de V' de 15,4 %.
En résumé :
En MLI où les fonctions $g_1(t)$, $g_2(t)$ $g_3(t)$ **sont sinusoïdales** la valeur de V' varie de 0 à $G_M \times U/2$, c'est-à-dire de 0 à $\frac{U}{2\sqrt{2}}$.
En MLI où les fonctions $g_1(t)$, $g_2(t)$ $g_3(t)$ **sont sinusoïdales avec injection de l'harmonique 3**, la valeur de V' varie de 0 à $G_{M3} \times U/2$, c'est-à-dire de 0 à $\frac{U}{\sqrt{6}}$.
Un circuit intégré spécialisé le ML 4423 réalise de manière performante la commande MLI d'un onduleur triphasé avec injection de l'harmonique 3.

7.7.5 MLI à angles précalculés

On a vu au § 5.3.2 que, pour un onduleur monophasé de tension, on peut réaliser une commande pour éliminer des harmoniques voisins du fondamental, qui consiste à découper des créneaux à des angles bien précis (voir *figure 5.8*).
Pour un onduleur triphasé, on procède de même (voir *figure 7.12*).

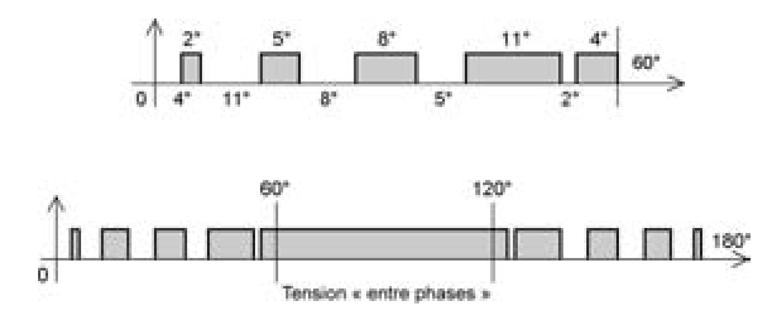


Figure 7.12 – Commande MLI à angles précalculés.

En haut de la figure, on précise les angles jusqu'à 60°. L'intervalle 60°-120° est « plein ». Et, de 120° à 180°, les créneaux sont obtenus par symétrie. L'allure d'une **tension composée** « entre phases » est présentée en dessous. On note :

$$\beta_1 = 4°\,;\ \beta_3 = 17°\,;\ \beta_5 = 30°\,;\ \beta_7 = 43°\,;\ \beta_9 = 56°\,;$$
$$\text{et } \beta_2 = 6°\,;\ \beta_4 = 22°\,;\ \beta_6 = 38°\,;\ \beta_8 = 54°.$$

Les 9 angles de 0 à 90° sont prévus pour éliminer (ou réduire très fortement) les harmoniques de rang impair 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17, 19.
En utilisant la décomposition en série de Fourier, on montre que pour éliminer un harmonique de rang h, il faut que la relation :

$$\cos(h\beta_1) + \cos(h\beta_3) + \cos(h\beta_5) + \cos(h\beta_7) + \cos(h\beta_9) - [\cos(h\beta_2) + \cos(h\beta_4) + \cos(h\beta_6) + \cos(h\beta_8)] = 0$$

soit vérifiée.
Le premier harmonique non affaibli est théoriquement de rang 21. En réalité, il est également affaibli et le premier harmonique « gênant » est de rang 23. Si U est la tension de la source d'alimentation continue de l'onduleur, on trouve que l'amplitude maximale de l'harmonique 23 de la tension « entre phases » vaut $U_{h23}\sqrt{2} = 0{,}233\,U$.
Dans ce cas, l'amplitude maximale du fondamental de la tension « entre phases » vaut $U'_M\sqrt{2} = 1{,}035\,U$. Sa valeur efficace est donc $U'_M = 0{,}7319\ U$.
Pour le faire varier, et ainsi faire varier le transfert de puissance, on introduit un « hachage » régulier, de période T_e constante, et de rapport cyclique α à l'intérieur de chacun des créneaux. En agissant sur α, on peut régler la valeur efficace du fondamental entre phases U', ce qui donne : $U' = \alpha U'_M$. Le rapport cyclique α joue ici le rôle de la grandeur de commande x. On obtient alors :

$$V'(x)\sqrt{3} = U'(x) = 0{,}7319\ x\ U$$

Pour ne pas réintroduire des harmoniques basse fréquence, il faut choisir $T_e << T'$.

7.7.6 Modulation de largeur d'impulsions vectorielle

Ce type de modulation est appelé en anglais *Space Vector Pulse Width Modulation*. Elle n'est applicable que sur les onduleurs triphasés de tension.
Considérons le montage onduleur de la *figure 5.13*. Il est possible d'obtenir un système triphasé de tensions phase-neutre (v_{m1}, v_{m2}, v_{m3}) ou composées « entre phases » (u_{m12}, u_{m23}, u_{m31}), par la commande des fonctions de connexion des interrupteurs.
La commande « simple » d'un onduleur de tension triphasé de tension consiste à fermer un interrupteur (par exemple faire $f_{11} = 1$) durant la moitié de la période T' de l'onduleur (au temps mort près), puis à ouvrir cet interrupteur durant l'autre moitié de la période (dans l'exemple faire $f_{12} = 1$ et $f_{11} = 0$) et opérer de la même manière avec les autres interrupteurs par décalage de $T/3$.
Par exemple $f_{31} = 1$ **avec un retard de $2T'/3$ par rapport à f_{11}** (voir § 5.3.4).
En opérant de cette manière, aussi bien pour le sens direct que pour le sens inverse, on obtient 6 tensions composées possibles. Selon le branchement des interrupteurs, le niveau des six tensions composées u_{m12}, u_{m32}, u_{m31}, u_{m21}, u_{23}, u_{13} est soit $+U$ (durant $T'/3$), soit 0 (durant $T'/3$), soit $-U$ (durant $T'/3$). Dans ces conditions, la valeur efficace $U_{m\ eff}$ des tensions composées vaut :

$$U_{m\ eff} = U\sqrt{\frac{2}{3}}$$

Les valeurs instantanées de ces différentes tensions peuvent être résumées dans le *tableau 7.6*. Voir aussi la *figure 5.13*.
On en déduit les vecteurs $\vec{V}_1, \vec{V}_2, \vec{V}_3, \vec{V}_4, \vec{V}_5, \vec{V}_6$ représentés à la *figure 7.13*. Les vecteurs opposés ont les codes des fonctions de connexion f_{11}, f_{21}, f_{31} complémentaires.
Ces vecteurs sont donc déphasés de $\pi/3$ et le principe de la commande MLI vectorielle consiste à utiliser deux vecteurs consécutifs (par exemple $\vec{V}_1$ et $\vec{V}_2$) pour obtenir par **somme vectorielle** un vecteur $\vec{W}$ tel que $\vec{W} = \alpha\vec{V}_1 + \beta\vec{V}_2$ où $0 < \alpha < 1$ et $0 < \beta < 1$, **si l'on s'intéresse au premier secteur** $\vec{V}_1, \vec{V}_2$.
On a affaire à un système de coordonnées **non orthonormal**. Considérons néanmoins les vecteurs $\vec{V}_1$ et $\vec{V}_2$ comme **vecteurs de référence**. En projetant sur les axes perpendiculaires OX; OY, on obtient :

– sur l'axe OX : $W_X = \left(\alpha + \frac{\beta}{2}\right)U\sqrt{\frac{2}{3}}$;

– sur l'axe OY : $W_Y = \beta\frac{\sqrt{3}}{2}U\sqrt{\frac{2}{3}}$.

Tableau 7.6 – Vecteurs tensions de l'onduleur pour la commande MLI vectorielle.

f_{11}, f_{21}, f_{31}	v_{m1}	v_{m2}	v_{m3}	u_{m12}	u_{m23}	u_{m31}	Vecteur « tournant » V_j
0 0 0	$-U/2$	$-U/2$	$-U/2$	0	0	0	$V_0 = 0$
1 0 0	$+U/2$	$-U/2$	$-U/2$	U	0	$-U$	$V_j = V_1 = U\sqrt{\frac{2}{3}}$
1 1 0	+ U/2	$+U/2$	$-U/2$	0	U	$-U$	$V_j = V_2 = e^{j\frac{\pi}{3}}U\sqrt{\frac{2}{3}}$
0 1 0	$-U/2$	$+U/2$	$-U/2$	$-U$	U	0	$V_j = V_3 = e^{j\frac{2\pi}{3}}U\sqrt{\frac{2}{3}}$
0 1 1	$-U/2$	$+U/2$	$+U/2$	$-U$	0	U	$V_j = V_4 = -U\sqrt{\frac{2}{3}}$
0 0 1	$-U/2$	$-U/2$	$+U/2$	0	$-U$	U	$V_j = V_5 = e^{j\frac{4\pi}{3}}U\sqrt{\frac{2}{3}}$
1 0 1	$+U/2$	$-U/2$	$+U/2$	U	$-U$	0	$V_j = V_6 = e^{j\frac{5\pi}{3}}U\sqrt{\frac{2}{3}}$
1 1 1	$+U/2$	$+U/2$	$+U/2$	0	0	0	$V_7 = 0$

On obtient ainsi :

$$\left\|\vec{W}\right\|^2 = \left(\frac{2U^2}{3}\right)\left[\left(\alpha + \frac{\beta}{2}\right)^2 + \left(\beta\frac{\sqrt{3}}{2}\right)^2\right] = \frac{2U^2}{3}\left(\alpha^2 + \beta^2 + \alpha\beta\right).$$

En agissant sur α et sur β de manière que $\left(\alpha^2 + \beta^2 + \alpha\beta\right)\frac{2U^2}{3} = \left\|\vec{W}\right\|^2$ **constant** on maintient ainsi un vecteur de norme imposée $\left\|\vec{W}\right\|$.

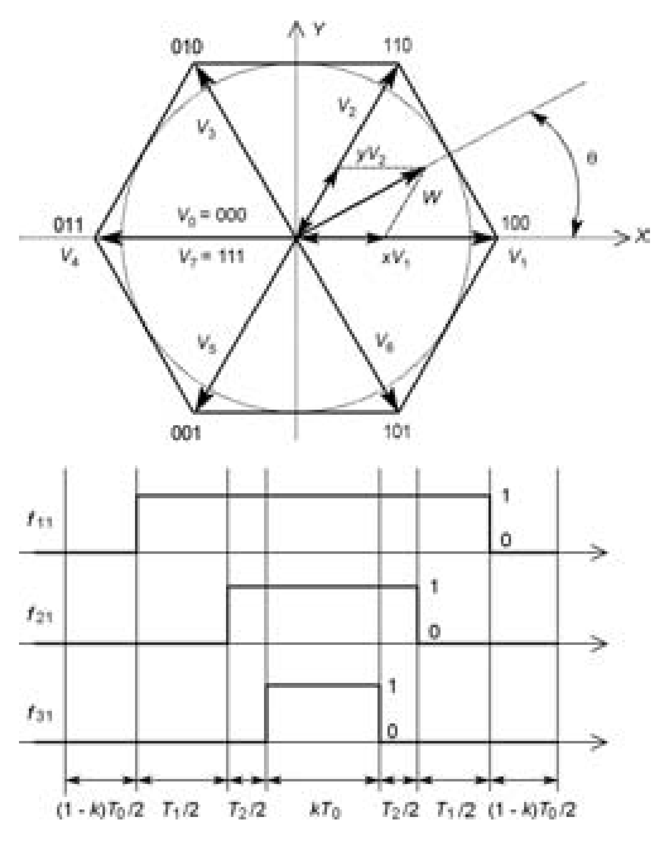


Figure 7.13 – MLI vectorielle d'un onduleur triphasé de tension.

La rotation du vecteur $\vec{W}$ est donnée par l'angle $\theta = \left(\vec{V}_1, \vec{W}\right)$. On obtient par les projections :

$$\operatorname{tg}\theta = \frac{W_q}{W_d} = \frac{\beta\sqrt{3}}{2\alpha + \beta}$$

En effectuant un calcul différentiel sur $\left\|\vec{W}\right\|^2$, il vient :

$$2\alpha d\alpha + 2\beta d\beta + \alpha d\beta + \beta d\alpha = 0$$

soit $d\alpha = -\left(\dfrac{2\beta+\alpha}{2\alpha+\beta}\right)d\beta$. D'autre part, $\left(1+\mathrm{tg}^2\theta\right)d\theta = 2\sqrt{3}\,\dfrac{\alpha d\beta - \beta d\alpha}{(2\alpha+\beta)^2}$.

En remplaçant tgθ par sa valeur, on aboutit à la relation $d\theta = \sqrt{3}\,\dfrac{d\beta}{2\alpha+\beta}$.

L'incrément dθ fixe pour une durée dt la pulsation $\omega' = \dfrac{d\theta}{dt}$ de l'onduleur, et donc la fréquence $f' = \dfrac{\omega'}{2\pi}$.

La valeur efficace maximale correspond au cas où $\left\|\vec{W}\right\|$ atteint le cercle inscrit à l'hexagone (tracé en pointillé), et de rayon $r = \dfrac{\sqrt{3}}{2}U\sqrt{\dfrac{2}{3}} = \dfrac{U}{\sqrt{2}}$. Dans ce cas, $\alpha^2 + \beta^2 + \alpha\beta = \dfrac{3}{4}$.

Si l'on compare à la MLI à intersection sinus-triangle, la tension phase-neutre maximale possible est $V'_M \approx V_{m\,eff} = \dfrac{U}{2\sqrt{2}}$ et la tension entre phases sera $U_{m\,eff} = \dfrac{U\sqrt{3}}{2\sqrt{2}}$.

Le rapport entre les deux types de MLI sera donc :

$$\frac{\text{MLI vectorielle}}{\text{MLI à intersection}} = \frac{2}{\sqrt{3}} = 1{,}1547$$

La MLI vectorielle permet donc d'obtenir théoriquement 15,47 % de plus de tension pour la même tension d'alimentation continue de l'onduleur. Cette augmentation est la même que lorsqu'on effectue l'injection de l'harmonique 3. Mais la modulation effectuée est plus régulière.

Pour réaliser les « rapports cycliques » α et β, le processeur détermine en premier le secteur où doit s'effectuer le calcul. Si T_e est la période de modulation, et en considérant que la commande s'effectue dans le secteur $\vec{V}_1, \vec{V}_2$, on définit :

$$\alpha = \frac{T_1}{T_e} \text{ et } \beta = \frac{T_2}{T_e}$$

avec $T_1 + T_2 \leq T_e$.

On définit alors une « durée T_0 de vecteur nul » temps mort obtenu par V_0 ou V_7.

De sorte que l'on peut écrire :

$$\vec{W} = \left(\frac{T_1}{T_e}\right)\vec{V}_1 + \left(\frac{T_2}{T_e}\right)\vec{V}_2 + \left(\frac{T_0}{T_e}\right)\vec{V}_0 \quad \left[\text{ou } \left(\frac{T_0}{T_e}\right)\vec{V}_7\right]$$

avec nécessairement $T_1 + T_2 + T_0 = T_e$.

La commande numérique en MLI vectorielle par processeur consiste en définitive à imposer $\vec{W}$ et θ à chaque nouvelle séquence *n*. Il réalise :

$$\vec{W} = \left(\frac{T_1}{T_e}\right)\vec{V}_1 + \left(\frac{T_2}{T_e}\right)\vec{V}_2 + \left(\frac{(1-k)T_0}{T_e}\right)\vec{V}_0 + \left(\frac{kT_0}{T_e}\right)\vec{V}_7$$

pour équilibrer les commandes (voir *figure 7.13*). Ainsi, on réduit au minimum le nombre de commutations réalisées pour chaque composant, ce qui est encore un autre avantage de la MLI vectorielle.

La commande d'un moteur triphasé à champ tournant consiste à déterminer $\left\|\vec{W}\right\|$, puis θ à partir de la vitesse ou directement avec des capteurs de position. Le processeur calcule sinθ et cosθ, ce qui permet d'en déduire dans lequel des 6 secteurs est $\vec{W}$. À partir de $\left\|\vec{W}\right\|$ et de θ il calcule T_1, T_2 et T_0 pour obtenir les modulations prévues.

Certains processeurs imposent $k = ½$ pour simplifier la commande (voir *figure 7.13*).

Pour régler selon *x* la tension efficace $V' = xV'_M$, on agit à la fois sur les deux rapports cycliques α et β pour obtenir en permanence la relation :

$$\alpha^2 + \beta^2 + \alpha\beta = \frac{3}{4}x^2$$

Conclusion : ce type de modulation est optimal pour la commande des moteurs asynchrones (et même les moteurs synchrones). De plus, la limitation en courant peut être obtenue de manière simple : si le courant $i(t)$ sur l'une des phases augmente excessivement par l'action d'un vecteur $\vec{V}_j$, on commande immédiatement le vecteur suivant $\vec{V}_{j+1}$ ou bien le vecteur $\vec{V}_0$ pour réduire le courant.

7.7.7 Limitation de courant

Pour tous les types d'onduleurs de tension de puissance faible ou moyenne, on mesure de la chute de tension $r\, i_m$ aux bornes d'une résistance « *shunt* » placée sur le « bus continu », c'est-à-dire sur l'alimentation continue fournissant le courant i_m de l'onduleur (voir *figures 5.11 et 5.13*). Cela évite l'utilisation d'un capteur.

La **limitation de courant** est obtenue directement à partir de la valeur moyenne. Si cette valeur $< i_m >$ est trop élevée, deux possibilités :

– on **réduit** la valeur de x, soit par régulation de courant, soit par diminution programmée dans un processeur;
– en **arrêt d'urgence**, on bloque tous les transistors jusqu'à extinction de tous les régimes transitoires et jusqu'à ce que l'opérateur réalise lui-même le réarmement de la commande électronique.

7.7.8 Commande autopilotée des machines synchrones et asynchrones

L'étude des onduleurs et des asservissements qui lui sont associés à ce type de systèmes est généralement très complexe.

Dans certains cas, pour des machines ayant des puissances nominales très élevées, (au-dessus de 300 kW), on utilise des **onduleurs de courant** où la commande des interrupteurs est en relation directe avec la rotation du moteur, d'où le terme **autopiloté**.

Pour des machines ayant des puissances nominales faibles ou moyennes, on utilise des onduleurs de tension. La commande des interrupteurs est encore en relation directe avec la rotation du moteur.

Pour établir la fonction de transfert du système onduleur-moteur, qu'il soit synchrone ou asynchrone, il faut réaliser la modélisation de la machine. Mais cela fait appel à des notions qui ne sont pas développées dans cet ouvrage.

8 • CONCEPTION DE CONVERTISSEURS

8.1 Analyse et synthèse de convertisseurs

8.1.1 Comment caractériser un convertisseur

En électronique de puissance, un convertisseur fonctionne toujours en association avec d'autres systèmes électriques et mécaniques appelés **sous-systèmes**, **en milieu industriel**.

On cherche à faire réaliser au convertisseur **une fonction** bien précise, commandée soit par une carte analogique, soit numériquement par un processeur ou un automate, **fonction** qu'il s'agit de définir et de caractériser.

Les « sous-systèmes » d'un ensemble destiné à entraîner une charge mécanique présentent certains risques de défaillance en raison des fragilités dues à leur fonctionnement même.

Un **sous-système** électrique est fragile :

– *thermiquement*, ce qui impose une surveillance permanente de l'effet Joule des conducteurs;
– *électriquement, dans le cas d'un mauvais isolement des bobinages,* ce qui impose un contrôle au moment de la fabrication et lors de vérifications périodiques;
– *mécaniquement, sur l'arbre, dans le cas d'un moteur :* un dépassement de la limite d'élasticité de l'arbre de transmission provoque une déformation irréversible, qui rend le moteur inutilisable;
– *mécaniquement, dans le cas d'un moteur, sur le châssis et les pièces mobiles du stator* (*balais*) *:* une commande par hacheur ou par onduleur provoquant une résonance peut être très nocive à long terme;
– *chimiquement* dans le cas d'un fonctionnement d'une atmosphère explosible.

Un **convertisseur de puissance** est fragile :

– *thermiquement*, ce qui impose une surveillance permanente des pertes dans les composants électroniques et de l'effet Joule des conducteurs;
– *électriquement, dans le cas d'un mauvais isolement des câblages,* ce qui impose un contrôle au moment de la fabrication et lors de vérifications périodiques.

De plus, si l'introduction de l'électronique dans les systèmes de commande et de contrôle des moteurs procure des avantages du point de vue souplesse et finesse de réglage en vitesse ou en position, en contrepartie, les signaux utilisés dans les cartes électroniques sont souvent perturbés par les systèmes qu'ils sont censés commander (autoparasitage).

Parfois les cartes sont soumises à des signaux parasites externes qui vont rendre certaines commandes inopérantes. La **compatibilité électromagnétique** (CEM) est une approche de l'étude des systèmes qui permet de connaître « leur sensibilité » au parasitage.

Enfin l'information concernant les grandeurs physiques importantes dans la connaissance d'un système est difficile à établir.

8.1.2 Définition d'un cahier des charges

C'est ce qui est le plus difficile. Il ne peut être vraiment établi que par approches successives. On aboutit à la notion de **projet** et de **prototype** de projet si le produit n'existe pas dans le commerce. Il va sans dire que, si c'est possible, il est toujours préférable de se procurer un convertisseur du commerce et de le modifier, qu'en créer un de toutes pièces.

La difficulté essentielle est non seulement la conception d'un **prototype**, mais aussi de prévoir qu'il devra fonctionner **en milieu industriel**.

En définitive, on s'efforce de définir :

– la puissance mise en jeu dans l'ensemble du système;
– les tensions nominales prévues pour la source d'alimentation et d'utilisation;
– les courants nominaux;
– les composants de puissance normalement prévus pour le convertisseur;
– les critères aboutissant au choix entre une commande analogique et une commande numérique;
– la procédure normale de mise en route ou l'arrêt d'urgence du système convertisseur associé à une charge;
– les sécurités de fonctionnement de l'ensemble;
– l'action des divers modes de commande et de contrôle, en particulier le rôle des commandes par ordinateur ou par automate;
– l'importance des harmoniques de courant sur le réseau alternatif : on parle de « pollution » du réseau;
– l'action ou l'influence des signaux parasites : la CEM, la compatibilité électromagnétique de l'ensemble;
– le coût de l'étude préalable et de la mise au point du prototype;
– le coût financier de fabrication selon le nombre d'unités produites;
– le coût d'entretien par unité.

Enfin, et surtout, il faut déterminer :

– s'il est possible d'utiliser un convertisseur déjà existant, et définir alors les réglages, voire les modifications à y apporter;
– s'il est indispensable de concevoir **complètement** un prototype à 100 %, avec tous les moyens d'étude, de conception (appareils, maquettes, logiciels…) correspondants;
– si une solution de compromis entre les deux précédentes est envisageable.

8.1.3 Méthode de synthèse

Paradoxalement, ce qui semble le moins important *a priori* se révèle être le plus délicat. On pourrait penser que seule compte la puissance commandée et transférée, et le fonctionnement au niveau des signaux de commande. On ne s'intéresserait alors qu'aux composants de puissance et aux *drivers* qui permettent leur commande en commutation.

Mais on sait concevoir et construire des convertisseurs fiables depuis les années 1970. Les exigences d'aujourd'hui en termes de protection, de « non-pollution » du réseau, de puissance réactive fournie par ce dernier, de même qu'en qualité de filtrage, en CEM, sont telles qu'il est préférable de s'intéresser en premier lieu à toutes les contraintes qu'elles vont introduire dans la conception et dans la mise en conformité aux normes des convertisseurs.

On commence donc par étudier les points importants de la CEM, puis le moyen de **réduire les « nuisances »** introduites par les convertisseurs :

– **du côté de l'entrée** du convertisseur c'est-à-dire du **réseau alternatif**, qui fournit au convertisseur un courant non sinusoïdal. On cherche alors à réduire l'importance des harmoniques de courant :
  - soit par « absorption sinusoïdale » (voir *figure 8.2*),
  - soit par filtrage passif (de type L-C) (voir *figure 89.3*),
  - soit par filtrage actif (par onduleur : voir *figure 8.5*) ;

– **du côté de la sortie** du convertisseur en améliorant la source équivalente :
  - soit par filtrage passif L-C ou par transformateur,
  - soit par filtrage actif (commande adaptée).

On cherche aussi à **réduire la puissance réactive** fournie par le réseau :

– soit en utilisant un redresseur de type PD2 ou PD3 « tout thyristors » (voir *figure 8.6*) ;
– soit en utilisant un gradateur (voir *figure 8.7*).

8.2 Action des parasites sur la commande d'un système

8.2.1 Nature des parasites. Autoparasitage

L'énergie électromagnétique qui est captée non intentionnellement par un système peut provoquer des perturbations dans son fonctionnement. On dit qu'il y a interférence électromagnétique (IEM).

Parmi les sources **naturelles** de parasites, citons :

– la foudre ;
– les rayons cosmiques et solaires.

Parmi les sources de parasites **dues à l'activité humaine**, citons :

– les sources volontairement créées par l'homme : émetteurs radio, TV, radars, fours à micro-ondes…

– les sources involontairement créées par l'homme : lignes de transport, éclairage fluorescent, soudure à l'arc, moteurs électriques…
– **l'autoparasitage** où un ensemble commande, convertisseur de puissance et moteur peut être à la fois « **parasiteur** » **et** « **parasité** ».

La **compatibilité électromagnétique** (CEM) est l'étude et l'ensemble des moyens qui permettent en principe d'éviter ces types d'inconvénients.

8.2.2 Les différents modes de propagation. Couplage

En pratique, les perturbations électromagnétiques sont classées en deux catégories selon leur mode de propagation :

– par conduction;
– par rayonnement.

On appelle **couplage** l'effet de la propagation.
Dans le cas d'un couplage **par conduction**, un conducteur permet le passage d'un signal parasite jusqu'à un composant électronique où il peut y provoquer des nuisances. Parfois, le couplage s'effectue par **impédance commune**. Ces parasites apparaissent alors non seulement dans les connexions de retour à la masse, mais également dans le réseau de distribution.
Dans le cas d'un couplage **par rayonnement électromagnétique**, le champ « proche » **électrique varie en** $\mathbf{1/r^3}$ et le champ « proche » **magnétique** varie en $1/r^2$ où r désigne la distance entre émission et réception. Ces champs peuvent être considérés séparément. Selon la composante créant les effets les plus grands, on parle de couplage par **induction électrique**, ou de couplage par **induction magnétique**.
Un couplage par **induction électrique** est modélisé par une capacité parasite.
Un couplage par **induction magnétique** est modélisé par une inductance mutuelle.
Pour les sources rayonnantes de petite taille par rapport à la longueur d'onde λ, la zone de champ proche s'étend autour de la source jusqu'à environ $\lambda/2\pi$. Pour des applications concrètes, on considère D, la dimension la plus grande de la source, et la zone de champ proche est définie à l'intérieur d'une « sphère » centrée sur la source et où le rayon a pour valeur la plus grande de deux quantités : 3λ ou $2D^2/\lambda$.
Le couplage en « champ lointain » dépend surtout du milieu de propagation. On utilise alors les **équations de Maxwell** pour résoudre le problème.

■ Cas du couplage par boucle de masse

Une boucle de masse apparaît lorsque deux systèmes reliés entre eux sont séparément reliés à la masse. Cela peut se produire directement ou par capacité parasite. Il apparaît alors une tension entre les références de potentiel des deux systèmes.
Comme les règles de sécurité électrique imposent que les masses métalliques soient « mises à la terre », des boucles de masse importantes peuvent ainsi être créées, surtout à 50 Hz. On parle de « **parasitage en mode commun** ».

8.2.3 Les remèdes : protection et blindage

En premier lieu, il faut identifier avec précision les signaux parasites, leur origine et leur moyen de propagation.

Les remèdes « passifs » sont classiques :

– **une cage de Faraday du système**, reliée à la terre, pour réduire les influences du champ électrique, qu'il soit constant ou à basse ou haute fréquence;
– **le blindage métallique des conducteurs reliés au système**, relié à la terre, pour les influences des capacités parasites;
– **le blindage en µ-métal du système** (corps ferromagnétique de grande perméabilité µ), pour réduire les influences du champ magnétique, qu'il soit constant ou à basse fréquence; il canalise les lignes de champ externe qui ne pénètrent pas à l'intérieur. Il n'est pas relié à la terre. Toutefois la protection contre le champ magnétique est moins facile à réaliser que celle contre le champ électrique : le µ-métal est facilement saturé, et n'est efficace que si la fréquence du champ est inférieure à 1 000 Hz;
– la « boucle de masse » doit être, si possible, remplacée par un « **arbre de masse** ». Il vaut mieux relier les blindages en un seul point qui est choisi de manière telle que le signal parasite ne puisse pas circuler par un des conducteurs des signaux pour aller à la masse;
– les fils de liaisons doivent être **torsadés**;
– mise en place de **filtres du réseau** pour réduire les signaux parasites qu'il transporte;
– réduction des **harmoniques sur le réseau** bien souvent créés par le système lui-même (voir § 8.3).

Un remède « actif » consiste souvent à utiliser le mode différentiel qui élimine les effets des boucles de masse. On relie à un amplificateur différentiel un câble à deux fils internes avec un blindage dit « de garde », le tout monté de la manière suivante :

– la **sortie du générateur est reliée à l'un des fils** du câble blindé;
– le **générateur est relié à la masse**, **l'autre fil du câble blindé** ainsi que **le blindage côté générateur** sont également **reliés à la masse** (trois branchements au même point, puis vers la masse ou la terre);
– les **deux fils du câble** sont reliés aux deux entrées de l'amplificateur différentiel;
– le **blindage côté amplificateur est relié à la masse** de l'amplificateur.

8.2.4 Difficultés au niveau du contrôle

Le contrôle du fonctionnement fait nécessairement appel à des capteurs (voir chapitre 7). Certains capteurs sont robustes, comme les capteurs de tension ou de courant. D'autres sont plus fragiles, comme les capteurs de position (les codeurs absolus). C'est pourquoi on s'efforce d'établir des modèles fiables pour « estimer » les grandeurs difficiles à connaître par des capteurs.

Un autre problème est l'influence des parasites sur le signal obtenu par le capteur. Même si l'on applique les règles de compatibilité électromagnétique aux capteurs, il reste toujours un « bruit résiduel » que la commande du système doit traiter pour rester fiable.

8.2.5 Solutions envisageables

Les difficultés rencontrées par l'industriel quant au fonctionnement des systèmes doivent être analysées étape après étape en utilisant la démarche suivante :

– **analyse des risques de détérioration :** c'est ce qui intervient si le choix du sous-système ou du convertisseur n'est pas adapté à l'environnement. La solution consiste soit à modifier l'environnement (réduction des gaz toxiques ou inflammables), soit à changer de sous-système ou de commande;
– **analyse des risques de perte de contrôle :** c'est ce qui intervient si le choix du sous-système ou du convertisseur n'est pas adapté à la charge ou à l'utilisation finale. La solution consiste à légèrement surdimensionner l'ensemble en optant pour un système de puissance nominale plus grande. Il faut toujours garder une marge de sécurité par rapport aux indications du constructeur;
– **analyse des risques de perte de signaux de commande ou de contrôle :** c'est ce qui intervient au niveau des capteurs ou de l'électronique de commande. Non seulement les normes de compatibilité électromagnétique (CEM) doivent être respectées, mais des tests de fiabilité doivent être envisagés pour des cas extrêmes de fonctionnement, à vitesse élevée, à courant maximal, à tension faible ou élevée… Des protections supplémentaires doivent parfois être envisagées;
– **analyse des risques de perte de transmission des signaux de commande ou de contrôle :** c'est ce qui intervient au niveau des bus de terrain. Là encore des tests de fiabilité doivent être prévus pour des conditions extrêmes de transmission : débit élevé des informations, parasitage dû au hacheur ou à la modulation de largeur d'impulsions de l'onduleur…

En définitive, les solutions sont souvent obtenues à la suite d'essais préalables de défaillances, ou, plus rarement, par analyse approfondie de pannes.

8.3 Alimentation des convertisseurs

8.3.1 Définir la transmission de la puissance (réversibilité)

En fonctionnement **industriel**, l'alimentation la plus classique est le réseau alternatif, monophasé ou triphasé. Ce réseau a l'avantage de fournir une puissance pouvant être très élevée et, grâce au transformateur, l'utilisateur a le choix de la tension d'utilisation.

La plupart des convertisseurs sont donc alimentés à partir du réseau :

– soit directement : c'est le cas des redresseurs et des gradateurs;
– soit indirectement, en utilisant des redresseurs à diodes par exemple : c'est le cas des hacheurs et des onduleurs.

En électronique de puissance, on cherche à déterminer la réversibilité en courant des hacheurs et des onduleurs de tension lorsque l'alimentation continue est obtenue par un redresseur à diodes. Le courant $i_m(t)$ peut être alors positif ou négatif.

Le montage de principe est indiqué à la *figure 8.1*. L'alimentation du secteur peut être :

– soit **monophasée** : on compte alors **2 phases** et le redresseur est PD2;
– soit **triphasée :** on compte alors **3 phases** et le redresseur est PD3.

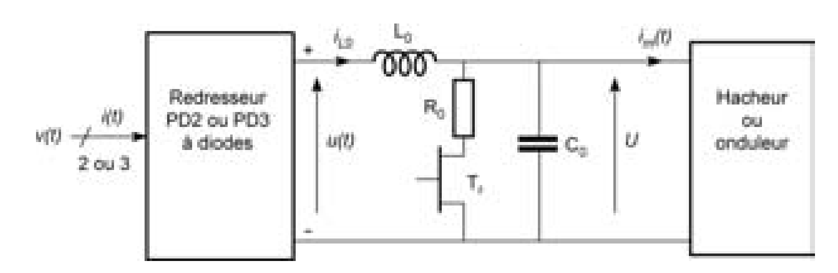


Figure 8.1 – Montage permettant la réversibilité en courant.

Selon le signe de $i_m(t)$:

– si $i_m(t)$ est **positif**, le redresseur fournit de la puissance du réseau vers le convertisseur et assure également la charge du condensateur C_0, à condition que $i_{L0}(t)$ soit strictement **positif**;

– si $i_m(t)$ est **négatif**, le redresseur est bloqué. Il y a également charge du condensateur C_0. Si cette charge est excessive, le transistor T_r est saturé, et il y a décharge du condensateur grâce à la résistance R_0 appelée parfois résistance de freinage (pour un moteur) ou de « saignée » (voir § 7.5.2).

On choisit la valeur de C_0 très élevée et la fréquence de résonance $f_0 = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{L_0C_0}}$ telle que :

$$f_0 << \inf(f_e, 2f) \text{ pour un redresseur PD2}$$
$$f_0 << \inf(f_e, 6f) \text{ pour un redresseur PD3}$$

si f est la fréquence du secteur, et f_e est la fréquence de découpage du hacheur, de l'alimentation à découpage, ou de la modulation de largeur d'impulsions de l'onduleur (voir aussi la *figure 6.1e* et le § 6.1.7).

8.3.2 Dépollution du réseau

■ Définition

Un convertisseur de puissance se comporte vis-à-vis du réseau comme une charge non linéaire. Si la tension $v(t)$ est **sinusoïdale**, le courant de ligne $i(t)$ est périodique alternatif mais **non sinusoïdal** (avec $< i(t) > = 0$).

On écrit donc que $i(t) = I_{h1}\sqrt{2}\sin\left(\omega t + \phi_{h1}\right) + \sum_{k=2}^{\infty} I_{hk}\sqrt{2}\sin\left(k\omega t + \phi_{hk}\right)$.

On dit que le réseau est « pollué » par la présence des harmoniques correspondant aux valeurs de $k > 1$. On définit la **distorsion en courant** d_I introduite par le taux d'harmoniques :

$$d_I = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_{hk}^2}}{I_{h1}}$$

(Voir aussi les définitions du taux d'harmoniques au chapitre 9.)

On s'efforce donc de réaliser des montages où la distorsion en courant d_I est fortement réduite. Généralement, ce sont les harmoniques de rang faible $1 < h < 12$ qui sont gênants. **Un réseau « dépollué » est donc un réseau où la charge équivalente est quasi-linéaire.**

En pratique, on utilise trois méthodes :

– le montage redresseur-hacheur à absorption sinusoïdale;
– le montage à mise en court-circuit des principaux harmoniques de courant;
– le montage à injection d'harmoniques inverses.

■ Montage redresseur-hacheur à absorption sinusoïdale

Le montage de principe est indiqué à la *figure 8.2*.

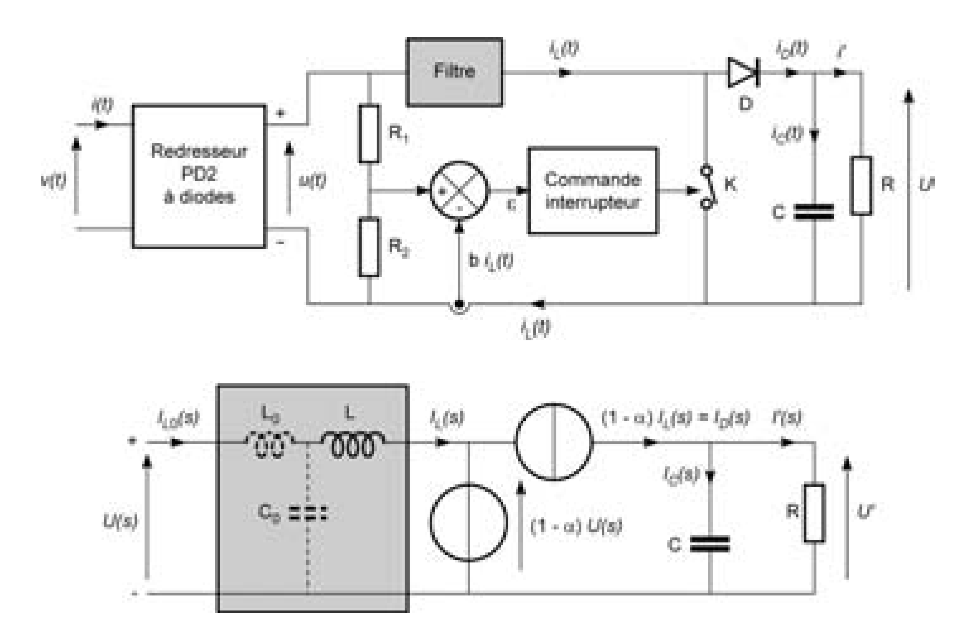


Figure 8.2 – Montage à absorption sinusoïdale utilisant un hacheur.

Le redresseur est de type PD2. Soit $v(t) = V\sqrt{2}\,\sin(\omega t)$. La tension $u(t)$ obtenue après redressement PD2 à diodes, supposé parfait, est telle que :

$$u(t) = |v(t)| = V\sqrt{2}\,|\sin(\omega t)|$$

On voudrait que le courant $i_L(t)$ soit de la forme :

$$i_L(t) = I_L\sqrt{2}\,|\sin(\omega t)|$$

pour obtenir un courant $i(t)$ de la forme :

$$i(t) = I\sqrt{2}\,\sin(\omega t)$$

Le capteur de courant fournit la tension de retour $b\, i_L(t)$.
On réalise donc :

– soit un **comparateur à hystérésis** entre l'image $u(t)\dfrac{R_2}{R_1+R_2}$ et celle du courant $b\, i_L(t)$. Ce comparateur agit **à la fois** sur le rapport cyclique α du hacheur et sur la période de découpage T_e. Ce mode de commande est simple mais peu performant;
– soit un **asservissement** qui agit sur le rapport cyclique α du hacheur à **période constante** de découpage T_e. **C'est ce qui est étudié par la suite.**

Le filtre utilisé est de deux types :

– soit une bobine d'inductance pure L. C'est un **hacheur parallèle**;
– soit un filtre en « T » constitué de deux bobines d'inductance pure L_0 et L et d'un condensateur de capacité C_0.

On utilise les transformées de Laplace des courants et des tensions. On écrit donc :

$$U(s)\frac{R_2}{R_1+R_2} - bI_L(s) = \varepsilon(s)$$

Si l'asservissement impose une **erreur** $\varepsilon(s)$ **nulle**, alors :

$$i(t) = \boldsymbol{I_L}\sqrt{2}\,|\sin(\omega t)|$$

$$\text{avec } \boldsymbol{I_L} = V\left(\frac{1}{b}\right)\left[\frac{R_2}{R_1+R_2}\right]$$

La valeur de b est fixe. Le réglage du débit du redresseur (et donc du fonctionnement du hacheur) se fait en agissant sur le rapport $\dfrac{R_2}{R_1+R_2}$.

☐ Cas du hacheur parallèle ($L_0 = 0$; $C_0 = 0$)

Lorsque l'interrupteur K est fermé durant αT_e :

$$U(s) = s\,L\,I_L(s)$$
$$U'(s) = R\,I'(s)$$
$$I_D(s) = 0 = s\,C\,U'(s) + I'(s)$$

Lorsque l'interrupteur K est ouvert durant $(1-\alpha)T_e$:

$$U(s) = s\,L\,I_L(s) + U'(s)$$
$$U'(s) = R\,I'(s)$$
$$I_D(s) = I_L(s) = s\,C\,U'(s) + I'(s)$$

En moyenne, on obtient :

$$U(s) = s\,L\,I_L(s) + (1-\alpha)\;U'(s)$$
$$U'(s) = R\,I'(s)$$
$$(1-\alpha)I_L(s) = s\,C\,U'(s) + I'(s)$$

On obtient un schéma équivalent qui est présenté en bas de la *figure 8.2*.
En éliminant $U'(s)$ *et* $I'(s)$ entre les trois dernières équations, on obtient :

$$Y_{HP}(s) = \frac{1}{R(1-\alpha)^2}\frac{1+sRC}{1+s\dfrac{L}{R(1-\alpha)^2}+s^2\dfrac{LC}{(1-\alpha)^2}}$$

soit, en introduisant les constantes de temps :

$$\tau_C = RC \text{ et } \tau_L = \frac{L}{(1-\alpha)^2 R}\text{, on obtient}$$
$$Y_{HP}(s) = \frac{I_L(s)}{U(s)} = \frac{1}{R(1-\alpha)^2}\frac{1+s\tau_C}{1+s\tau_L+s^2\tau_L\tau_C}$$

On pourrait obtenir une admittance $Y_{HP}(s)$ quasi-indépendante de l'opérateur mathématique de Laplace s en faisant $\tau_C = \tau_L$. Malheureusement, τ_L dépend du rapport cyclique α. Aussi le hacheur parallèle ne permet pas un asservissement idéal pour obtenir un courant $i(t)$ sinusoïdal.
Remarques :

La relation du hacheur parallèle $U' = \dfrac{\langle u\rangle}{1-\alpha}$ est valable.
L'asservissement est non linéaire car la relation entre $I_L(s)$ et $\alpha(s)$ (ou bien $1-\alpha$) est non linéaire.

□ **Cas du filtre en « T » (L_0 et $C_0 \neq 0$)**

Le calcul est assez long. On introduit de nouvelles constantes de temps :

$$\tau_{0C} = R(1-\alpha)^2 C_0 \text{ et } \tau_{0L} = \frac{L_0}{(1-\alpha)^2 R}$$

On démontre alors que :

$$Y_T(s) = \frac{I_{L_0}(s)}{U(s)} = \left[\frac{1}{R(1-\alpha)^2}\right]$$

$$\frac{1+s(\tau_C+\tau_{0C})+s^2\tau_L\tau_{0C}+s^3\tau_C\tau_L\tau_{0C}}{1+s(\tau_L+\tau_{0L})+s^2(\tau_{OL}\tau_{0C}+\tau_L\tau_C+\tau_{OL}\tau_C)+s^3\tau_{0L}\tau_L\tau_{0C}+s^4\tau_{0L}\tau_L\tau_{0C}\tau_C}$$

L'admittance $Y_T(s)$ sera peu dépendante de l'opérateur de Laplace s si :

$$\tau_C = \tau_{OL} ;\ \tau_{OC} = \tau_L \text{ et } (\tau_{OC})^2 = 2\tau_{OC}\,\tau_{OL} + (\tau_{OL})^2$$

ce qui donne : $\dfrac{\tau_{OC}}{\tau_{OL}} = 1 + \sqrt{2} \approx 2{,}414$.

Cela donne les deux conditions suivantes :

$$L = 2{,}414\ L_0 \qquad (1)$$

$$C_0\,(1-\alpha)^2 = 2{,}414\ C \qquad (2)$$

La condition (2) dépend du rapport cyclique α.

Néanmoins, si toutes les conditions sont vérifiées, alors :

$$Y_T(s) = \frac{I_{L_0}(s)}{U(s)} \approx \left[\frac{1}{R(1-\alpha)^2}\right]$$

Dans ce cas, on obtiendra un meilleur fonctionnement du **système asservi à absorption sinusoïdale**, à condition que la **variation** du rapport cyclique soit assez faible autour de la valeur α_0 qui vérifie la condition (2).

Remarques :

La relation du hacheur parallèle $U' = \dfrac{\langle u \rangle}{1-\alpha}$ est encore valable.

L'asservissement est non linéaire car la relation entre $I_L(s)$ et $\alpha(s)$ (ou bien $1 - \alpha$) est non linéaire.

■ Montage à mise en court-circuit d'harmoniques

Le montage est présenté à la *figure 8.3*. On considère que le convertisseur est un redresseur PD2 (à diodes ou à thyristors). Cette étude peut être étendue au cas où le redresseur est de type PD3.

La source de courant « polluease » impose des harmoniques de rang h. Le principe du montage est le suivant. L'impédance $\underline{Z}_{LCh}(j\omega_h) \approx j\left(L_h\omega_h - \dfrac{1}{C_h\omega_h}\right)$ est :

– **quasi nulle** pour l'harmonique de rang h tel que $\omega_h = \dfrac{1}{\sqrt{L_h C_h}}$, en négligeant la résistance r_{Lh} de la bobine d'inductance L_h;

– **très élevée** pour le fondamental de rang 1 de pulsation ω ou l'harmonique de rang h' tel que :

$$\omega \text{ ou } \omega_{h'} \neq \omega_h = \frac{1}{\sqrt{L_h C_h}}$$

D'autre part, on choisit la bobine d'inductance L_1 telle que :

$$L_1\ \omega\ I_1 << \inf(V_{rés},\ V)$$

$$L_1\ \omega_h >> |\underline{Z}_{LCh}| = r_{Lh} \text{ pour l'harmonique de rang } h$$

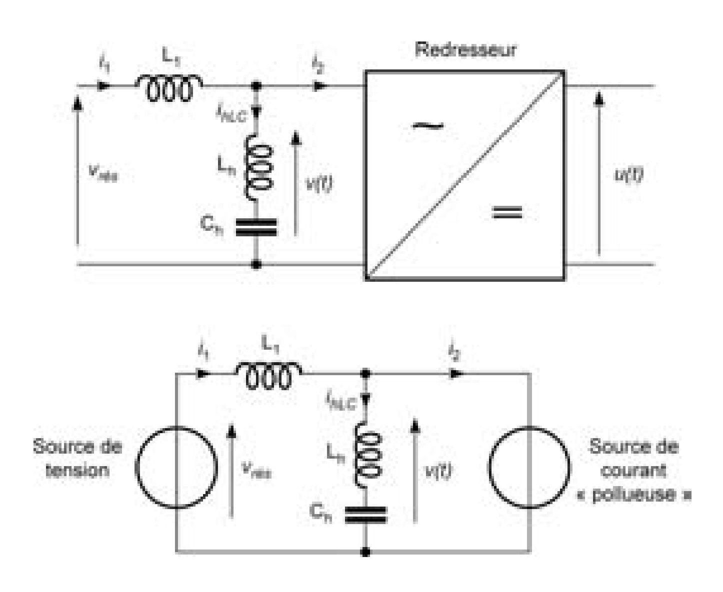


Figure 8.3 – Montage en court-circuit d'harmoniques (voir aussi la simulation *figure 8.4*).

L'inductance « de choc » L_1 a pour rôle d'empêcher le passage des harmoniques de courant par le réseau.

La valeur efficace du fondamental courant I_1 dépend de la charge.

Exemple : simulation sur le logiciel PSpice (voir *figure 8.4*).

On choisit de mettre en court-circuit l'harmonique 3. On s'impose $L_1 = 40$ mH.

On fixe $V_{rés} = 56$ V, $I_1 = 2$ A et $L_1\omega = 12{,}56\ \Omega$, soit $L_1\omega I_1 = 25$ V.

En considérant que le courant I_1 est en phase avec le fondamental de la tension d'entrée V_e du redresseur, on a :

$$V_e^2 \approx V_{rés}{}^2 - (L_1\omega I_1)^2$$

soit $V_e = 50$ V; la chute de tension introduite par cette impédance n'est pas élevée.

D'autre part, à la résonance $|\underline{Z}_{LCh}| = r_{Lh}$. Pour l'harmonique 3, on obtient :

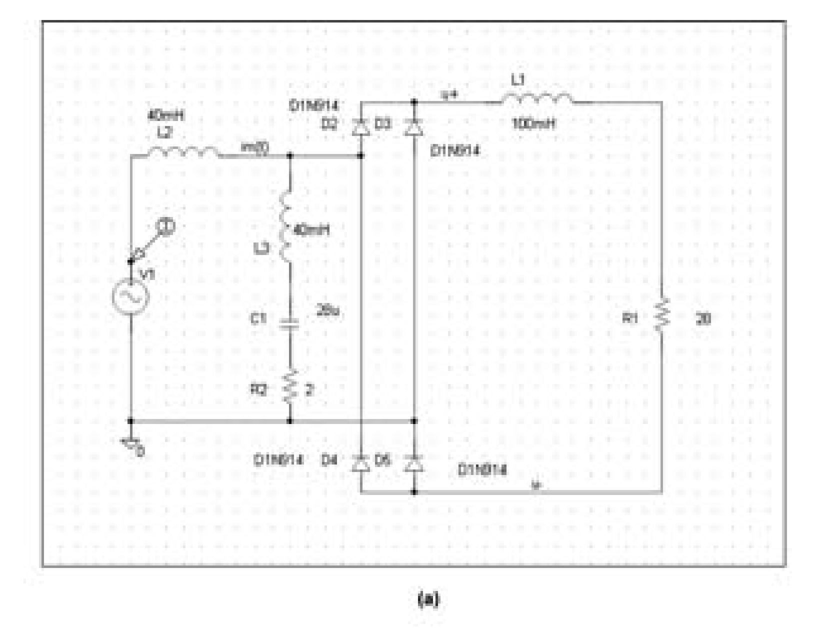
$$3L_1\omega = 37{,}5\ \Omega >> r_{Lh}$$

Pour $\omega = 100\pi$ rad/s, on choisit :

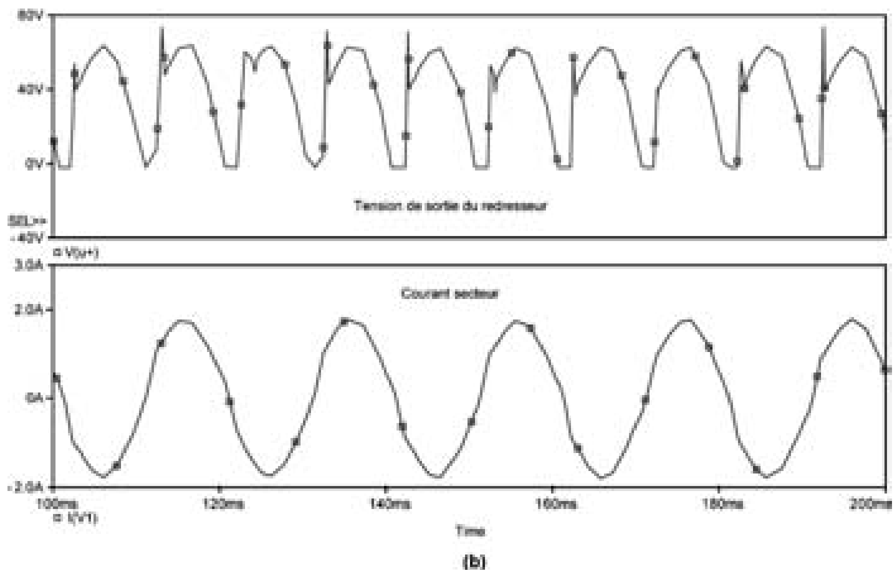
– $L_1 = 40$ mH ;

– $r_{L3} = 2\ \Omega$; $L_3 = 40$ mH et C_1 tel que $C_1 = \dfrac{1}{L_3\,(300\pi)^3} = 28\ \mu\text{F}$.

On obtient ainsi les éléments de l'impédance $\underline{Z}_{L3C1}$.



(a)



(b)

Figure 8.4 a et b – Montage en court-circuit d'harmoniques simulé par PSpice.

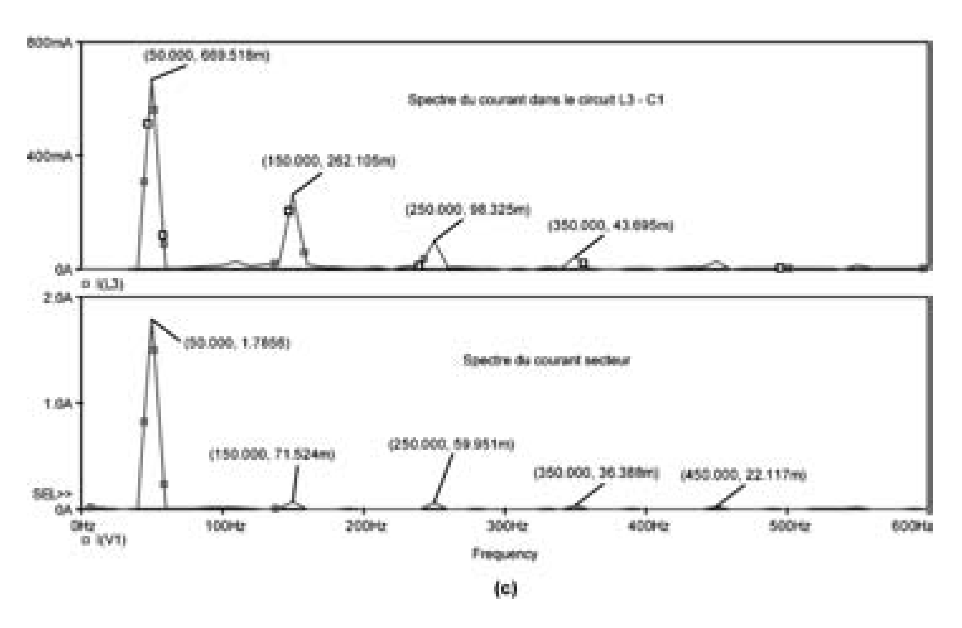


Figure 8.4 c – Montage en court-circuit d'harmoniques simulé par PSpice.

Généralisation :

Pour mettre en court-circuit les harmoniques de courant de rang 5, 7, 9, etc., il faudrait (en principe) placer **en parallèle** sur l'impédance $\underline{Z}_{LC3}$ autant de circuits résonnants série d'impédance $\underline{Z}_{LC5}$, $\underline{Z}_{LC7}$, $\underline{Z}_{LC9}$… En fait, la simulation présentée à la *figure 8.4* montre que ce n'est pas nécessaire, et que le courant iL3-C1 « court-circuite » la plupart des harmoniques : le spectre du courant secteur est quasi-sinusoïdal.

■ Circuit à injection d'harmoniques inverses

Ce circuit s'appelle également **compensateur actif d'harmoniques de courant.** Il est présenté à la *figure 8.5*.

Le principe est le suivant : le montage agit sur l'onduleur pour « imposer » au réseau **des harmoniques « inverses »** c'est-à-dire :

– déphasés de 180°;
– d'amplitude égale,

par rapport à ceux venant de la source de courant « pollueuse ».

Le correcteur PI agit de manière telle que **l'erreur $\varepsilon(t)$ est nulle**. Il suffit alors d'imposer à l'onduleur de type MLI une fonction génératrice $g(t)$ qui impose à travers l'inductance L un courant $i(t)$ contenant **les harmoniques « inverses »**.

Remarque : il y a ici « injection » de courant et non simple court-circuit. Cela fait qu'il n'est pas nécessaire d'utiliser une inductance « de choc » L_1 pour empêcher le passage des harmoniques de courant par le réseau.

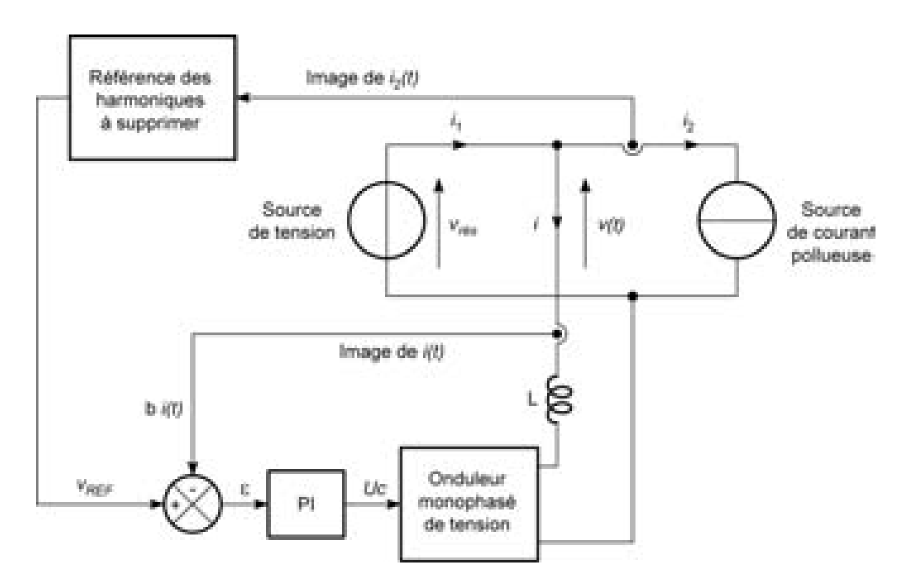


Figure 8.5 – Montage à injection d'harmoniques inverses.

8.3.2 Système assurant la variation de la puissance réactive

■ Intérêt d'un facteur d'utilisation proche de l'unité

On définit le facteur d'utilisation $f_u = \dfrac{P}{S} \leq 1$, où P est la puissance active en W, et S la puissance apparente en VA.

On rappelle que $S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}$, où Q est la puissance réactive exprimée en VAR, et D la puissance déformante exprimée en VAD.

Les **moteurs asynchrones** ne peuvent fonctionner qu'avec une puissance réactive importante fournie par le réseau alternatif.

Les **redresseurs à thyristors** et les **gradateurs** consomment également de la puissance réactive.

Pour le **réseau alternatif**, qu'il soit monophasé ou triphasé, il est toujours souhaitable que f_u soit proche de l'unité. En effet, ce facteur impose :

– Le courant de ligne vaut $I = \dfrac{P}{Vf_u}$ pour une **ligne monophasée** où la valeur efficace de la tension V et la puissance P sont imposées. Si r est la résistance d'un câble, les pertes par effet Joule seront alors égales à :



$$2 \times rI^2 = 2 \times r \frac{P^2}{V^2 f_u^2}$$

– Ces pertes sont d'autant plus élevées que f_u est faible.

– Le courant de ligne vaut $I = \dfrac{P}{3Vf_u}$ pour une **ligne triphasée** où la valeur efficace de la tension phase-neutre V et la puissance P sont imposées. Si r est la résistance d'un câble, les pertes par effet Joule seront alors égales à :

$$3 \times rI^2 = 3 \times r\frac{P^2}{9V^2 f_u^2} = r\frac{P^2}{3V^2 f_u^2}$$

Ces pertes sont d'autant plus élevées que f_u est faible.

– La puissance nominale apparente S_N du transformateur qui alimente le convertisseur est déterminée par la relation $S_N = \dfrac{P_N}{f_u}$, où P_N est la puissance nominale du convertisseur.

On place donc entre le réseau et la charge consommatrice de puissance réactive un montage compensateur de puissance réactive, basé sur le principe suivant :

– la compensation **fixe de puissance réactive** notée Q_c est obtenue à tension et fréquence constante par une batterie de condensateurs. Soit C la capacité de l'ensemble des condensateurs. On obtient :
  - en monophasé $Q_c = -C\omega V^2$,
  - en triphasé $Q_c = -9C\omega V^2$ si V est la valeur efficace de la tension phase-neutre;

– la « consommation » **réglable de puissance réactive** notée $Q_L(\delta)$ est obtenue à tension et fréquence constante par une bobine d'inductance L montée :
  - soit avec un pont **redresseur** PD2 à thyristors (voir le montage de la *figure 8.6*),
  - soit avec un **gradateur** monophasé à thyristors (voir le montage de la *figure 8.7*).

Dans les deux cas, on obtient la relation suivante :

$$Q(\delta) = Q_c + Q_L(\delta) \leq 0$$

■ Réglage de $Q(\delta)$ par pont redresseur PD2 à thyristors

Ce système, appelé **stato-compensateur**, est présenté à la *figure 8.6*. On fait varier la puissance réactive fournie dans une bobine de réactance L et de résistance r_L, en agissant sur l'angle de retard à l'amorçage d'un pont PD2 « tout thyristors ».

On admet que la résistance de la « charge » du pont se limite à celle de la bobine désignée par r_L **de faible valeur et que l'inductance L est suffisamment élevée pour que le débit soit continu**.

Reprenons les relations données au *tableau 5.7* :

$$U' = V\frac{2\sqrt{2}}{\pi}\cos\delta \; ; \; Q_L = VI\frac{2\sqrt{2}}{\pi}\sin\delta \text{ avec } U' = r_L I$$

soit encore :

$$Q_L(\delta) = V^2\,\frac{8}{\pi^2 r_L}\sin\delta \times \cos\delta = V^2\,\frac{4}{\pi^2 r_L}\sin 2\delta$$

$$\text{avec } P_L(\delta) = V^2\,\frac{8}{\pi^2 r_L}\cos^2\delta$$

Cela donne :

$$Q(\delta) = Q_c + V^2\,\frac{4}{\pi^2 r_L}\sin 2\delta$$

En pratique, on règle l'angle δ tel que $5\pi/12 < \delta < \pi/2$ avec $Q_c < 0$.
Donc :

$$0 \geq Q_M \geq Q(\delta) \geq Q_c$$

– Pour $\delta = \pi/2$, on a $Q_L = 0$ et $P_L = 0$.
– Pour $\delta = 5\pi/12$ ou 75° on a $Q_M = Q_c + V^2\,\frac{2}{\pi^2 r_L}$ et $P_L = V^2\,\frac{8}{\pi^2 r_L} \times 0{,}067$.

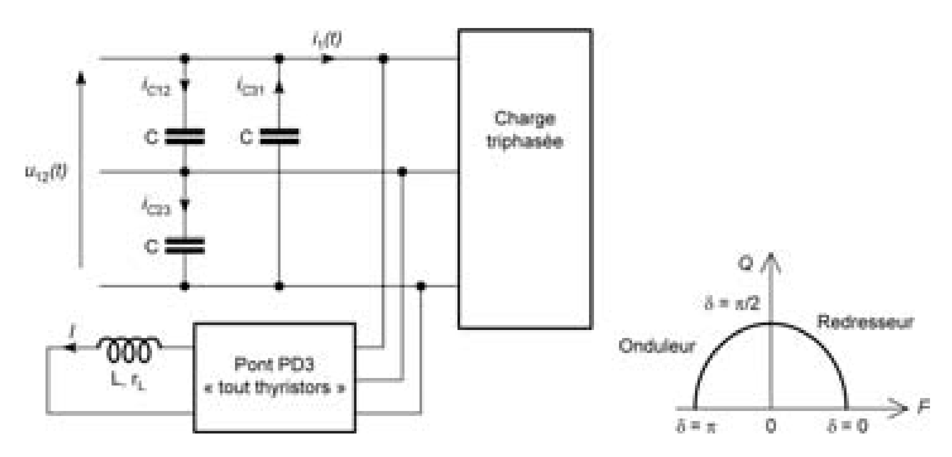


Figure 8.6 – Réglage de la puissance réactive par pont redresseur PD2 « tout thyristors ».

Exemple numérique :
Source monophasée $V = 230$ V; $f = 50$ Hz.
$C = 500$ µF. On obtient $Q_c = -8{,}3$ kVAR. Pour avoir $Q_M = 0$, il faut avoir $r_L = 1{,}29\ \Omega$.
En agissant sur δ entre $5\pi/12$ et $\pi/2$, on règle la puissance réactive fournie au réseau $Q(\delta)$ **entre 0 et $Q_c = -8{,}3$ kVAR.**
La puissance active consommée dans la bobine P_L varie entre 0 et + **2,227 kW.**

■ Réglage de $Q(\delta)$ par gradateur monophasé

Ce système, est présenté à la *figure 8.7*. On fait varier la puissance réactive fournie dans une bobine de réactance « pure » L en agissant sur l'angle de retard à l'amorçage d'un gradateur à thyristors ou à triac.

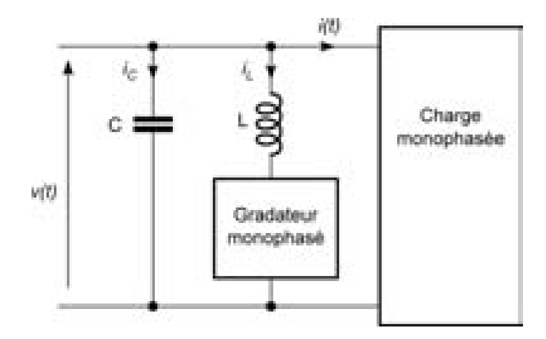


Figure 8.7 – Réglage de la puissance réactive par gradateur monophasé.

En utilisant le résultat du *tableau 6.7*, on trouve :

$$Q_L(\delta) = Q(\delta) = Q_c + V^2 \times \frac{2}{L\omega}\left[\frac{\pi-\delta}{\pi} + \frac{\sin(2\delta)}{2\pi}\right].$$

À partir de la relation $Q(\delta) = Q_c + Q_L(\delta) \leq 0$, on en déduit :

$$Q(\delta) = Q_c + V^2 \times \frac{2}{L\omega}\left[\frac{\pi-\delta}{\pi} + \frac{\sin(2\delta)}{2\pi}\right]$$

En pratique, on règle l'angle δ tel que $\pi/2 < \delta < \pi$ avec $Q_c < 0$.
Cela donne :

$$0 \geq Q_M \geq Q(\delta) \geq Q_c$$

avec :

$$Q_M = Q_c + V^2 \times \frac{1}{L\omega} \quad (\text{pour } \delta = \pi/2)$$

Exemple numérique :
Source monophasée $V = 230$ V; $f = 50$ Hz.
$C = 500$ µF. On obtient $Q_c = -8{,}3$ kVAR.
Pour avoir $Q_M = 0$, il faut choisir $L = 20{,}3$ mH.
En agissant sur δ entre $\pi/2$ et π, on règle la puissance réactive $Q(\delta)$ **entre 0 et $Q_c = -8{,}3$ kVAR.**

Dans ce montage n'intervient pas la valeur de la résistance de la bobine, qui peut être théoriquement nulle. Il n'y a donc pas de puissance active dissipée importante. C'est ce qui le rend avantageux.
Remarque : Que le réglage de la puissance réactive se fasse par redresseur ou par gradateur, il y a création d'harmoniques de courant qui doivent être éliminés par filtrage ou par injection d'harmoniques inverses.

8.4 Amélioration de l'utilisation des convertisseurs

8.4.1 Définir la source optimale

Un convertisseur est destiné en général à fournir en sortie :

– soit une source de tension continue réglable U';
– soit une source de tension alternative sinusoïdale de valeur efficace réglable V'.

On cherche à caractériser pratiquement une source optimale.
Pour une **source continue de tension** U', on écrit que :

$$u_m(t) = U' + u_{ond}(t)$$

On dit qu'il y a **distorsion** sur la tension de sortie par la présence des ondulations sur la tension $u_m(t)$. On définit cette distorsion d_U par :

$$d_U = \frac{U_{ond_eff}}{U'}$$

où U_{ond_eff} est la valeur efficace de l'ondulation.
Pour une **source alternative sinusoïdale de tension** V', on écrit que :

$$v_m(t) = V' \sqrt{2} \sin(\omega t + \varphi_{h1}) + \sum_{k=2}^{\infty} V_{hk} \sqrt{2} \sin(k\omega t + \varphi_{hk})$$

On dit qu'il y a **distorsion** sur la tension de sortie par la présence des harmoniques correspondant aux valeurs de $k > 1$. On définit la **distorsion en tension** d_V introduite par le taux d'harmoniques :

$$d_V = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} V_{hk}^2}}{V'}$$

(Voir aussi la définition du taux d'harmoniques au chapitre 9.)
Pour obtenir une source optimale **en milieu industriel**, on s'efforce d'imposer les contraintes suivantes :

– un taux de distorsion en sortie d_U ou d_V inférieur à une valeur donnée (par exemple 1 %);
– la réversibilité de la source équivalente;

– que la valeur de la tension U' ou de la tension V' **reste sensiblement constante** quand l'intensité du courant varie en valeur moyenne ou en valeur efficace.

Chacune de ces contraintes a pour conséquence une action en sortie (ou même en entrée) sur le convertisseur par le moyen d'un montage spécifique.

8.4.2 Contrainte sur le taux de distorsion

■ Filtrage passif

On utilise le plus souvent un circuit L-C :

– soit en **filtrage passe-bas** dans le cas où la source équivalente de sortie est de type U'. Dans ce cas, on choisit $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} << \inf\left(\text{fréquences}\right)$, en considérant toutes les fréquences intervenant dans l'ondulation de $u_{ond}(t)$. La qualité du filtrage sera constatée par le taux de distorsion :

$$d_U = \frac{U_{ond_eff}}{U'}$$

– soit en **filtrage passe-bas** dans le cas où la source équivalente de sortie est celle d'une alimentation à découpage (de type U'). Dans ce cas, on choisit $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} << \inf\left(f_e\right)$, en notant f_e la fréquence de découpage. La qualité du filtrage sera constatée par le taux de distorsion :

$$d_U = \frac{U_{ond_eff}}{U'}$$

– soit en **filtrage passe-bande sélectif** dans le cas où la source équivalente de sortie est celle d'un onduleur monophasé de tension (de type V', f). Dans ce cas, on choisit $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = f$, en notant f la fréquence constante de l'onduleur. Le circuit est dit « résonnant ».

Un cas particulier du filtrage passe-bande est celui où l'on utilise l'inductance de fuites l ramenée au secondaire d'un transformateur. On place en sortie un condensateur C en série avec le secondaire. On a affaire à un circuit lC. Les harmoniques sont généralement éliminés dans le circuit magnétique. On parle alors de « ferrorésonnance ».

Dans tous les cas, on cherche à obtenir une source sinusoïdale « pure » avec un taux de distorsion :

$$d_V = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} V_{hk}^2}}{V'}$$

le plus faible possible.

■ Filtrage actif

Dans le cas où l'onduleur est à fréquence réglable f', ou dans le cas des onduleurs triphasés, il n'est pas possible d'utiliser les circuits résonnants. La modulation de largeur d'impulsions (MLI) est un moyen d'éliminer les harmoniques de faible rang. On peut considérer que l'on utilise un filtrage actif.

Considérons la *figure 8.8*. L'inductance de fuites de chaque transformateur est désignée par l.

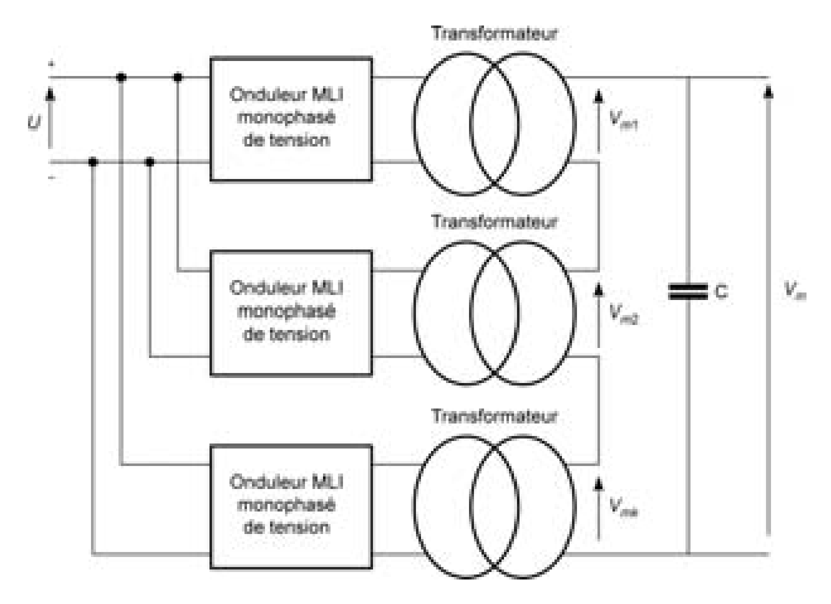


Figure 8.8 – Association d'onduleurs pour filtrage actif.

On a effectué une commande numérique adaptée sur plusieurs onduleurs de tension dont les tensions de sortie au secondaire des transformateurs sont $v_{m1}(t)$, $v_{m2}(t)$,… $v_{mk}(t)$… $v_{mn}(t)$. Cela donne :

$$v_m(t) = \sum_{k=1}^{n} v_{mk}(t)$$

En jouant sur les décalages de la commande numérique, il est possible d'annuler certains harmoniques. En définitive, on obtient une tension $v_m(t)$ quasi-sinusoïdale :

– en éliminant les harmoniques par filtrage. On pose $l_{eq} = nl$. Le filtrage sera de type $l_{eq}\,C$;
– en éliminant les harmoniques par modulation de largeur d'impulsions;
– en éliminant les harmoniques par décalage des commandes numériques d'un onduleur à l'autre. On peut alors parler de système « interférentiel » par analogie au filtrage optique.

8.4.3 Contrainte sur la réversibilité

La réversibilité est généralement souhaitable pour un convertisseur, et cela pour plusieurs raisons :

– pour obtenir un asservissement sur les moteurs, qui puisse agir aussi bien lors d'un accroissement de puissance que lors d'un freinage;
– pour mieux gérer les transferts de puissance entre sources.

Par nature, le **réseau alternatif est réversible.** Ce qui importe, c'est la réversibilité en courant du convertisseur. Si l'on utilise les ponts redresseurs à thyristors, la réversibilité n'est possible que par le montage « double pont » à 4 quadrants de fonctionnement.
Les réseaux **d'alimentation continue ferroviaire** sont également **réversibles.** La réversibilité en courant du convertisseur est obtenue pour les hacheurs série-parallèle ou à quatre quadrants, ou bien des onduleurs de tension.
Le circuit **d'alimentation continue** obtenu à partir d'un redresseur à diodes est **irréversible.** La réversibilité en courant du convertisseur est obtenue en utilisant une résistance R_0 de « saignée » associée à un transistor (voir *figure 8.1*).

8.4.4 Contrainte sur la caractéristique en tension

On souhaite généralement obtenir en sortie une source de tension où la caractéristique $U' = f(I)$, ou $V' = f(I)$ est horizontale.
Pour obtenir ce résultat, il faut réaliser une régulation en tension, avec un convertisseur réversible de préférence.

8.5 Aide à la conception du cahier des charges

8.5.1 Comment définir les règles d'évolution de la puissance

En premier lieu il faut évaluer la charge du convertisseur dans les cas extrêmes :

– en puissance;
– en intensité;
– en tension;
– éventuellement en puissance apparente.

Ensuite, il faut définir les conditions de commande prévues pour cette charge :

– la loi d'évolution de l'une de ses grandeurs caractéristiques (tension, courant, puissance…) en fonction du temps; cette évolution peut être lente ou rapide;
– les limites absolues de sécurité durant cette évolution, et en fin d'évolution.

Très souvent, les convertisseurs sont « surdimensionnés », c'est-à-dire que leur puissance nominale est supérieure à la puissance nominale de la charge.

8.5.2 Comment définir les commandes en puissance

Les commandes en puissance sont :

– soit analogiques;

– soit numériques;
– soit mixtes.

Les **commandes analogiques** sont plus faciles à mettre en œuvre, et plus souples d'utilisation. Mais elles exigent des « réglages » préalables de résistances ou de capacités sur la carte de commandes, réglages qui peuvent évoluer par effet de vieillissement, d'élévation excessive de la température, ou même de chocs importants ou répétitifs. Le contrôle du fonctionnement de ces cartes est souvent long et fastidieux.

Les **commandes numériques** sont plus délicates à mettre en œuvre, car il faut créer un circuit programmable ou programmer un processeur. Mais une fois cela réalisé, les « réglages » préalables sont effectués une fois pour toutes, et la commande du système est alors rigoureusement identique à chaque nouvelle mise en route. Il y a « mémorisation » de toutes les conditions de fonctionnement imposées au système, et surtout contrôle, ou modification possible par ordinateur de ces données (par liaison RS232 ou USB).

Les **commandes mixtes** associent les avantages des deux commandes précédentes, en conservant la souplesse des commandes analogiques et la possibilité de contrôler ou de modifier les commandes du système par ordinateur. C'est ainsi que l'on programme le(s) filtre(s) correcteur(s) PI ou PID des régulations ou des asservissements.

8.5.3 Comment déterminer les règles de sécurité

En **milieu industriel**, ou même en laboratoire, le souci de sécurité est primordial. La dangerosité des systèmes liés à l'électronique de puissance vient non seulement des alimentations et du convertisseur, mais également de la « charge » qui peut être un moteur, une batterie, une cuve à électrolyse… Ces dangers sont donc *a priori* de nature physico-chimique…

Une fois la commande définie, la **sécurité d'urgence** passe par l'arrêt absolu de la commande avec nécessité de « réarmer » celle-ci, ce qui exige une intervention humaine. Des capteurs doivent être placés aux endroits « stratégiques » pour déclencher l'arrêt par l'intermédiaire de l'automate (voir *figure 7.1*).

Les règles de sécurité sont imposées par des **normes** relatives à chaque usage industriel. Elles sont destinées à protéger les personnes dans l'environnement du système et, bien entendu, le système lui-même, en cas de dysfonctionnement. Elles ont une conséquence sur les conditions du déclenchement d'**arrêt d'urgence** de l'automate. La chaîne d'action de ce déclenchement doit être la plus courte possible, et **absolument prioritaire**. Elle doit conçue pour éviter des « conflits » entre plusieurs commandes. Des capteurs spécialement réservés à ce rôle doivent être installés. L'expérience montre qu'un **triplement** des procédures de sécurité d'urgence (en parallèle) suffit. C'est ce que l'on réalise en aéronautique.

À côté de la sécurité d'urgence, la sécurité du fonctionnement du système doit prendre en compte tous les régimes transitoires normaux ou indésirables du convertisseur, de son alimentation, et de son utilisation :

– lors de la mise en route du système;
– lors d'un arrêt brutal imposé;
– lors d'une erreur de commande.

Ce qui importe, c'est la protection des éléments « fragiles » intervenant dans toute la chaîne du transfert de la puissance :

– les bobinages;
– les composants électroniques;
– les pièces mécaniques;
– les éléments chimiques.

Tous ces éléments ont une **durée moyenne** de résistance avant destruction lors d'une sollicitation excessive. Par définition, les sécurités doivent agir plus rapidement que **cette durée**. Par exemple, si T_e est la période d'échantillonnage d'un convertisseur, il est préférable que la protection des composants de puissance ne dépasse pas 2 à 3 fois T_e, ce qui impose des capteurs rapides et un système électronique de commande très « réactif ».
On précise que, pour protéger un système, plusieurs méthodes sont possibles :

– arrêter le système, et imposer un réarmement pour sa remise en route;
– réduire la commande du système, pour réduire le transfert de puissance;
– asservir le système en courant, par exemple dès que la charge est excessive.

Seule une pratique expérimentale, et une longue suite « d'erreurs corrigées » peuvent pallier toutes les défaillances du système.

8.5.4 Comment respecter les règles de la CEM

En premier lieu, bien respecter les normes relatives au système étudié. Des laboratoires spécialisés assurent aujourd'hui les tests de comptabilité CEM d'un convertisseur pour des conditions précises d'utilisation.
Dans la pratique, il s'agit de répondre aux questions suivantes :
Le convertisseur est-il sensible aux signaux pollueurs de son environnement ?

– soit par rayonnement électromagnétique;
– soit à partir de son alimentation;
– soit à partir des transmissions de signaux de commande ou de contrôle.

Le convertisseur est-il un « pollueur » pour son environnement ?
Le convertisseur est-il son propre pollueur ?
Sans nécessairement s'adresser à un laboratoire spécialisé, il est possible d'effectuer des tests simples en utilisant des plaques d'aluminium (ou de cuivre) reliées à la terre. On obtient ainsi une « cage de Faraday ».
Les signaux « pollueurs » peuvent être relevés sur oscilloscope en déplaçant une sonde formée d'une bobine à air comportant une dizaine de spires.
L'analyse temporale et spectrale (FFT) des signaux sans fonctionnement du convertisseur, ou avec fonctionnement :

– en plaçant la sonde entre le convertisseur et la cage de Faraday d'une part,
– en plaçant la sonde à l'extérieur de la cage de Faraday d'autre part,

permet de déterminer l'importance de la pollution électromagnétique et l'origine de cette pollution.
En ce qui concerne la pollution venant du réseau, une analyse peut être réalisée en observant à l'oscilloscope la tension $v(t)$ avec ou sans filtrage passe-bas.

Une fois analysés les signaux « pollueurs » (leur importance et leur cause), il est en général assez facile de les réduire en utilisant :

– des câbles coaxiaux ou à transmission optique pour les commandes;
– une ou plusieurs cages de Faraday;
– parfois une protection magnétique par µ-métal.

8.6 Aide à la réalisation d'un prototype

8.6.1 Choix technologiques

Choisir, c'est nécessairement bien connaître les conséquences de ses choix. On a vu dans les chapitres qui précèdent et dans celui-ci les principaux convertisseurs de puissance qui seront intégrés dans divers systèmes. En fonction des applications demandées, le choix est parfois large (par exemple pour faire varier la vitesse d'un moteur à courant continu) ou assez restreint (par exemple le convertisseur associé au moteur synchrone autopiloté).

Ce choix dépend de plusieurs critères et, en dehors de la puissance nominale qui est le critère principal, un certain nombre d'autres critères interviennent dans les choix technologiques.

Ces choix sont présentés dans le *tableau 8.1*.

Tableau 8.1 – Choix technologiques pour un prototype de convertisseur.

	Hacheur	**Alimentation à découpage**	**Onduleur**	**Redresseur à diodes**	**Pont à thyristors**	**Gradateur**
Composants	MOS ou IGBT ou thyristors	MOS ou IGBT	MOS ou IGBT ou thyristors	Diodes	Diodes et/ou thyristors	Thyristors ou triacs
Surdimensionnement	oui	oui	oui	non	oui	non
Driver ou déclencheur	*Driver* isolé	*Driver* isolé	*Driver* isolé		Déclencheur	Déclencheur
Dissipateurs thermiques	Peu nombreux	Peu nombreux	Nombreux	Nombreux	Peu nombreux	Peu nombreux
Commande analogique	Oui	Oui	Non		Oui	Oui
Commande numérique	Oui	Oui	Oui		Oui	Oui

C

CONVERTISSEURS : ÉTUDES DE CAS

Tableau 8.1 – Choix technologiques pour un prototype de convertisseur (*suite*).

	Hacheur	**Alimentation à découpage**	**Onduleur**	**Redresseur à diodes**	**Pont à thyristors**	**Gradateur**
Processeur numérique	µC ou PIC	PIC	µC ou DSP		µC ou PIC	µC ou PIC
Capteur de courant	Oui	Oui	Oui		Oui	Oui
Boucle ouverte	Oui	Oui	Oui		Oui	Oui
Boucle fermée possible	Oui	Oui	Oui		Oui	Oui
Élimination harmoniques à l'entrée	Oui	Non	Oui	Oui	Oui	Oui
Compensation puissance réactive entrée	Non	Non	Non	Non	Oui	Oui
Élimination harmoniques à la sortie	Non	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui
Protection des composants	Par *driver*	Par *driver*	Par *driver*	Par fusibles rapides	Par déclencheur et protistors	Par déclencheur et protistors
Protection du système	Par processeur ou automate	Par processeur	Par processeur ou automate	Par automate et relais	Par automate	Par automate
Coût des composants	Moyen	Plutôt élevé	Moyen	Faible	Faible	Faible
Estimation du coût du prototype	Moyen	Élevé	Élevé	Faible	Plutôt faible	Plutôt faible
Coût de fabrication en petite série	Faible	Élevé	Moyen	Faible	Faible	Faible

8.6.2 Résumé des choix technologiques pour un prototype

On part de l'idée que l'on veut réaliser un ou plusieurs prototypes aboutissant à une solution concrète d'un problème technique donné. Bien entendu, la démarche présentée ici n'est pas la seule possible, et doit être généralement complétée au fur et à fur de la réalisation du « projet » et des essais expérimentaux auxquels il est soumis. On se limite ici aux principaux convertisseurs déjà étudiés :

– hacheurs;
– alimentations à découpage;
– onduleurs;
– redresseurs à diodes;
– pont à thyristors;
– gradateurs.

8.6.3 Tests expérimentaux sur le prototype

Une fois le prototype monté, il s'agit de tester son fonctionnement. Après quelques essais de vérification, les exigences seront de plus en plus grandes.
Au début, on commence à faible tension d'alimentation, par exemple $U = 30$ V ou $V = 12$ V. **Le courant débité est faible.**
Il faut :

– observer à l'oscilloscope si les commutations des composants de puissance s'effectuent comme prévu;
– modifier la commande pour voir évoluer le transfert de puissance;
– surveiller l'échauffement des composants;
– provoquer des courts-circuits brutaux à tension réduite pour tester la **protection des composants**;
– vérifier sous tension réduite la relation entre la puissance transférée et la grandeur x de commande.

Un convertisseur est fragile :

– en présence de surintensités dans les composants à l'état passant;
– en présence de surtensions à l'état bloqué;
– en présence de régimes transitoires incontrôlés;
– en cas d'échauffements excessifs.

Très souvent, on choisit pour le prototype les composants en surdimensionnement. Mais ce n'est pas toujours nécessaire si l'on maîtrise bien les risques cités ci-dessus.
Une fois que les premiers essais se sont avérés concluants, on augmente progressivement la tension d'alimentation ainsi que le courant transitant dans le convertisseur jusqu'à sa **valeur nominale**. Le fonctionnement dans les conditions nominales doit être maintenu **plusieurs heures**. Après arrêt, on mesure les températures des dissipateurs thermiques de tous les composants. Elles ne doivent pas dépasser 80 °C.
Ensuite, on relève les caractéristiques principales du convertisseur pour constater que les fonctions pour lesquelles il est prévu sont réalisées de manière satisfaisante.
Le test CEM n'est pas intéressant sur le prototype. Il faut « l'enfermer » dans une boîte métallique pour effectuer les expériences d'électromagnétisme.

Le passage du prototype à la « petite série » s'effectue généralement une fois que deux prototypes au moins réalisent des fonctionnements correspondant au cahier des charges.

8.7 Simulation d'un système complet sur Simulink

8.7.1 Système redresseur triphasé à 6 thyristors en régime transitoire

Il est intéressant d'étudier le comportement d'un système régulé en courant par l'intermédiaire d'une boucle et d'un correcteur PI qui n'intervient que si le courant est trop élevé (voir *figure 8.9*).

Le système triphasé est repéré par les phases a, b et c. Le réseau est de fréquence 60 Hz. La tension « entre phases » est de 208 V. On note les dispositifs de synchronisation pour la commande des thyristors. Des sondes donnent l'image des courants des phases a et b.

Une sonde de courant est aussi placée pour obtenir *Id*, courant d'induit d'un moteur à courant continu qui est modélisé très simplement par un circuit E-R-L.

Le courant *Id* est régulé par le système redresseur + moteur + sonde + correcteur PI + commande des thyristors.

On envoie un **échelon dans la commande *Id_ref*** pour tester la réponse du régulateur. On note l'évolution des courants des phases *iA* et *iB*, ainsi que la tension redressée *Vd*.

On remarque que le courant redressé *Id* « suit » approximativement la consigne *Id_ref* et que le temps de réaction *tr* est de l'ordre de 5 ms.

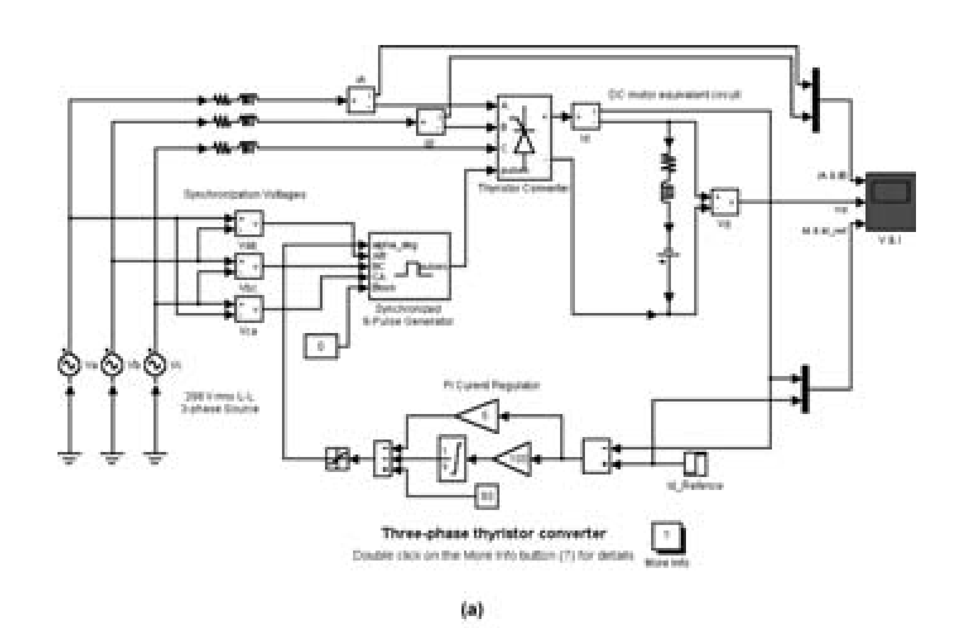
8.7.2 Système convertisseur alternatif-alternatif utilisant un redresseur à diodes et un onduleur à transistors IGBT

Le système utilise un réseau triphasé 600 V – 60 Hz pour obtenir une tension continue grâce à un redresseur triphasé à diodes. Il y a filtrage en sortie du redresseur par le montage L1-C (voir *figure 8.10*).

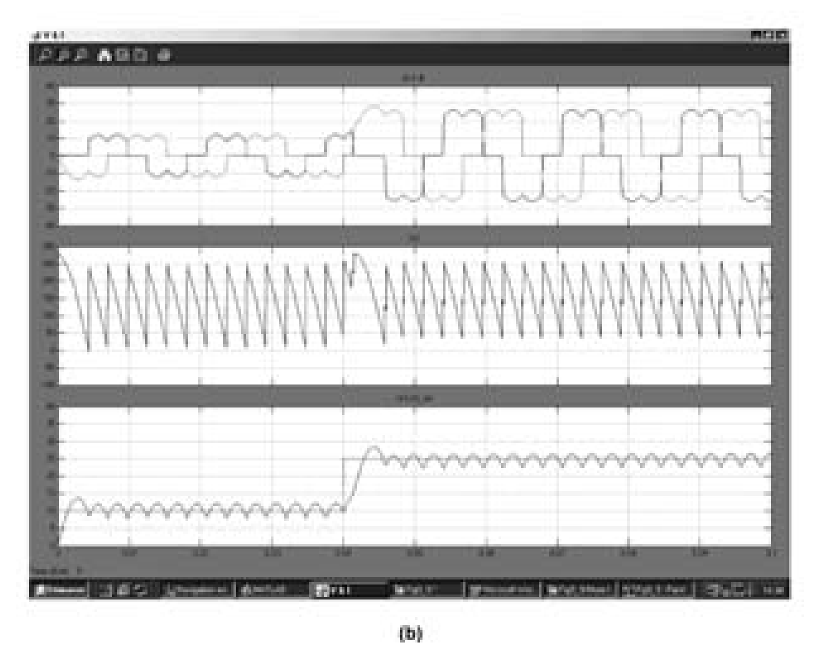
Le système triphasé est repéré par les phases a, b et c. Le transformateur est couplé en étoile-triangle.

Après un régime transitoire d'environs 50 ms (noter la pointe de courant dans les diodes), le système atteint un état stationnaire. On obtient alors en sortie de l'onduleur en commande MLI une valeur maximale entre phases de 537 V, soit une valeur efficace de 380 V. Un filtre de type L-C pour chaque phase permet l'élimination des harmoniques.

La simulation permet aussi d'obtenir l'analyse de Fourier de la tension « entre phases » *Vab*. De part et d'autre de la porteuse de fréquence 2 kHz, dont l'amplitude a un niveau nul, on remarque les deux raies quasi-symétriques (la différence vient de l'effet du filtrage L-C) dont les fréquences sont de $2\,000 - 2 \times 50 = 1\,900$ Hz et de $2\,000 + 2 \times 50 = 2\,100$ Hz. C'est ce que l'on constate pour les onduleurs triphasés de tension en modulation de largeur d'impulsion (voir chapitre 9).

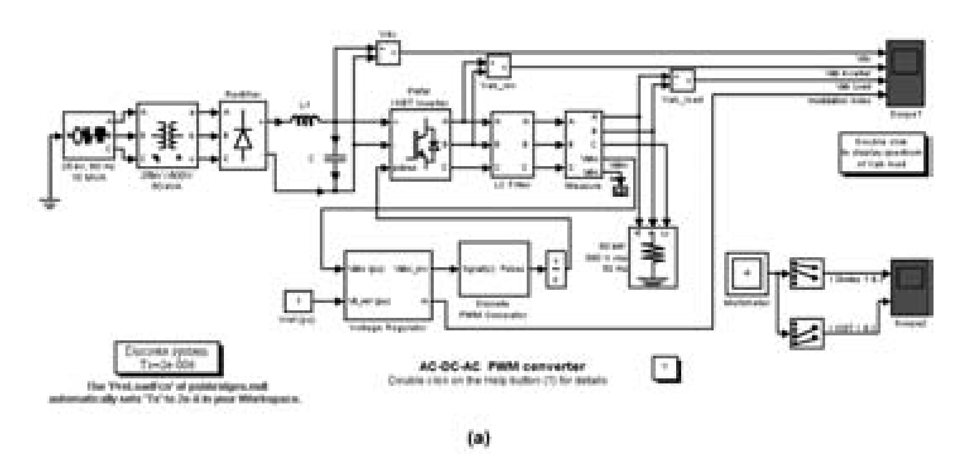


(a)

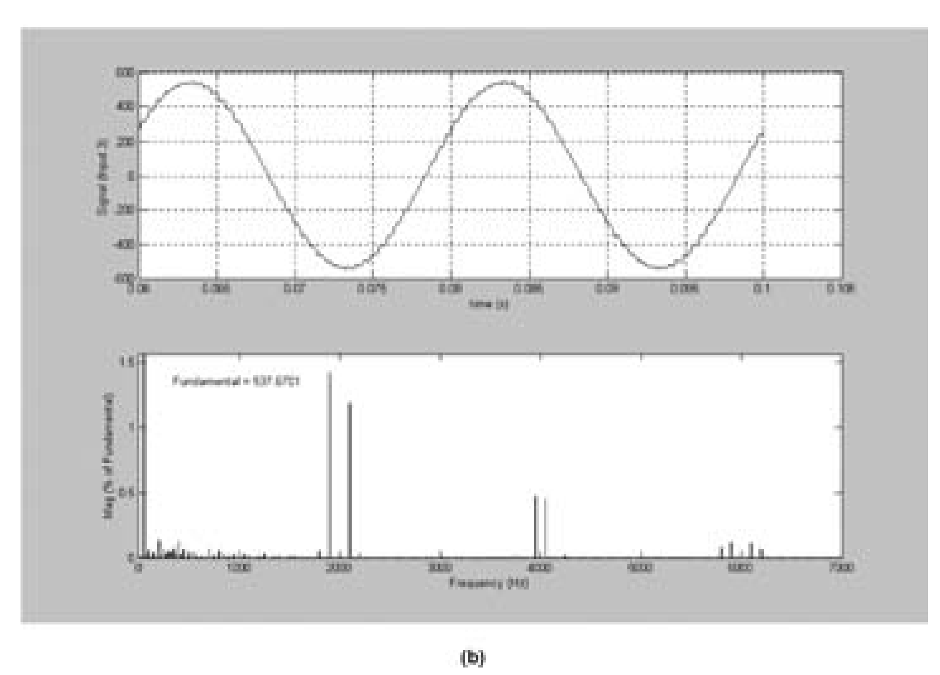


(b)

Figure 8.9 – Simulation sur SIMULINK du comportement en régime transitoire d'un redresseur PD3 « tout thyristors » (document MATLAB : H. Le Huy : Université de Laval au Québec).

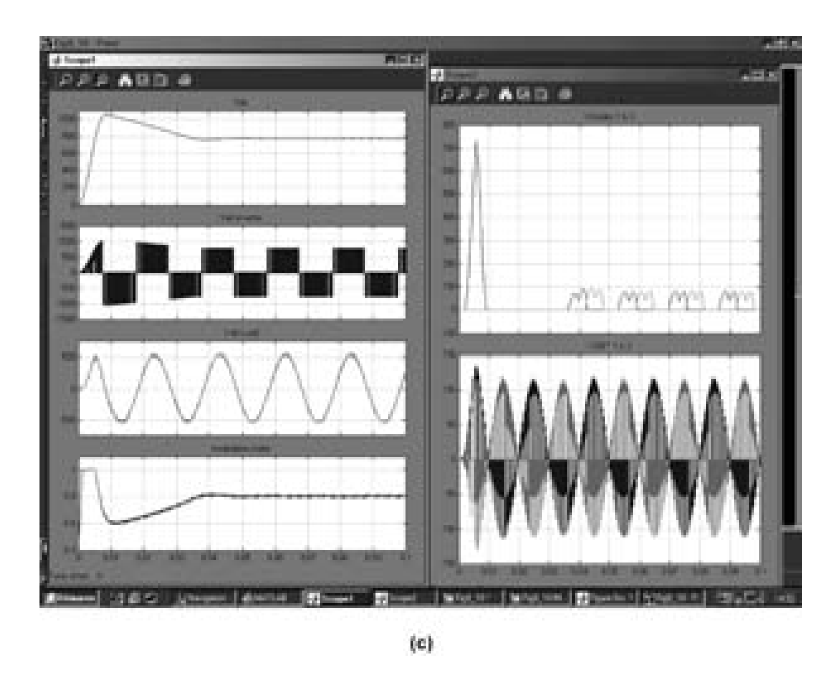


(a)



(b)

Figure 8.10 a et b – Simulation sur SIMULINK d'un onduleur MLI (document MATLAB : G. Sybille – Hydro-Québec).



(c)

Figure 8.10 c – Simulation sur SIMULINK d'un onduleur MLI (document MATLAB : G. Sybille – Hydro-Québec).

9 • CRITÈRES DE CHOIX DE CONVERTISSEURS INDUSTRIELS

9.1 Définir une démarche

9.1.1 Définir un système industriel

En pratique, l'électronicien de puissance préfère choisir et mettre en place un « système industriel » disponible sur le marché plutôt que de monter et de régler un prototype.
Encore faut-il qu'un tel système puisse être réalisable dans des conditions de fonctionnement et de coût acceptables, pour qu'un constructeur puisse s'y intéresser.
L'électronique de puissance a évolué ces trente dernières années de telle manière que pour chaque problème technique à résoudre, une **solution** (**au moins**) **existe**, c'est-à-dire qu'un type de fabrication existe, qui a abouti à un **produit industriel commercialisé**.
Un système industriel peut être très complexe (par exemple une chaîne de fabrication). Ce système utilise parfois plusieurs « produits industriels » (ou convertisseurs), c'est-à-dire par exemple :

– des variateurs de vitesse pour moteur à courant continu;
– des variateurs de vitesse pour moteur à courant alternatif de type asynchrone;
– des variateurs de vitesse pour moteur à courant alternatif de type synchrone;
– des convertisseurs pour obtenir une alimentation continue constante ou réglable;
– des compensateurs de puissance réactive;
– des compensateur d'harmoniques réalisant l'absorption des harmoniques de courant.

On considère ici que le « **produit industriel** » **ou convertisseur industriel** est au **cœur** du dispositif mis en place par l'électronicien de puissance. Cela signifie qu'en **premier lieu**, il est recommandé à l'utilisateur :

– de bien caractériser la ou les sources d'alimentation et d'utilisation du convertisseur;
– de bien définir le transfert de puissance demandé, avec ou sans réversibilité;
– de choisir le type de commande souhaité : analogique ou numérique;
– de prévoir si le « sous-système » obtenu sera en boucle ouverte ou fermée.

Le choix se portant sur un convertisseur particulier, il doit se déterminer par rapport à des produits venant de fournisseurs différents. Il peut envisager des essais de récep-

tion pour tester ces produits dans des conditions comparables **dans le milieu industriel** prévu pour leur usage définitif, et donc vérifier les points suivants :

- le comportement global du convertisseur du point de vue thermique, acoustique, lorsque la puissance mise en jeu est la puissance nominale;
- les formes d'onde des tensions à l'entrée et à la sortie dans les conditions nominales;
- les formes d'onde des courants à l'entrée et à la sortie dans les conditions nominales : en particulier l'importance des harmoniques : **attention au choix du capteur de courant !**
- les échauffements des principaux composants de puissance;
- la **souplesse** des commandes analogiques et numériques;
- le bon déroulement de la procédure normale de mise en route et celui de l'arrêt d'urgence du convertisseur industriel dans les conditions nominales;
- le bon déclenchement des sécurités de fonctionnement de l'ensemble;
- l'action des divers modes de commande et de contrôle, en particulier le rôle des commandes par ordinateur ou par automate;
- l'action ou l'influence des signaux parasites, la CEM (compatibilité électromagnétique) de l'ensemble;
- le coût financier d'achat, d'installation et de réglage selon le nombre d'unités;
- le coût d'entretien par unité.

9.1.2 Exemple de choix de variateur industriel pour moteur à courant continu

Généralement, les conditions de fonctionnement imposent assez vite le mode d'alimentation du moteur ou de la charge utile du convertisseur. Cela permet de définir les convertisseurs possibles, les composants, les sources, le processeur pilotant la commande. Cette première approche va orienter le choix de l'utilisateur.

Dans le *tableau 9.1*, on présente des exemples de choix de convertisseurs et de leur commande pour faire varier la vitesse d'un moteur à courant continu dans des usages divers. Dans certains cas (par exemple en levage-descente), le moteur à courant continu peut être remplacé par un moteur asynchrone.

On désigne par µC un microcontrôleur et par µP un microprocesseur. On n'a pas considéré ici les thyristors GTO très délicats à utiliser, et difficiles à trouver.

9.2 Normes relatives à l'alimentation des convertisseurs par le réseau alternatif

9.2.1 Présentation

On a élaboré des normes et des règlements pour que l'échange de puissance entre le réseau monophasé ou triphasé et les convertisseurs de puissance s'effectue dans les conditions les plus « harmonieuses » possibles.

Tableau 9.1 – Composants et interfaces pour des convertisseurs industriels.

Type de charge	Type de convertisseur choisi	Composant de puissance et fréquence	Alimentation	Type de contrôle	Processeur
Traction routière	Hacheur série parallèle	2 IGBT à 15 kHz	Continue	Boucle ouverte	PIC ou μC
Traction ferroviaire	Pont redresseur	Thyristors à 50 Hz	Alternative monophasée	Boucle ouverte	μC ou μP
Laminoir	Double pont quatre quadrants	Thyristors à 50 Hz	Alternative triphasée	Boucle ouverte	Automate
Levage/descente Puissance faible	Hacheur à quatre quadrants	4 MOS à 25 kHz	Continue	Asservissement	PIC ou μC
Levage/descente Puissance élevée	Pont redresseur deux quadrants	Thyristors à 50 Hz	Alternative triphasée	Régulation	μC + Automate
Chariot autoguidé Puissance faible	Hacheur à quatre quadrants	4 MOS à 25 kHz	Continue	Asservissement	PIC
Chariot guidé Puissance élevée	Hacheur à quatre quadrants	4 IGBT à 15 kHz	Continue	Asservissement	PIC ou μC
Robotique 1 axe	Hacheur à quatre quadrants	4 MOS à 25 kHz	Continue	Asservissement	μC
Positionnement machine-outil	Hacheur à quatre quadrants	4 MOS à 25 kHz	Continue	Asservissement	μC ou μP
Embobineuse Puissance faible	Hacheur à quatre quadrants	4 MOS à 25 kHz	Continue	Régulation	PIC ou μC
Embobineuse Puissance élevée	Double pont quatre quadrants	Thyristors à 50 Hz	Alternative triphasée	Régulation	μC ou μP

■ Cas où la charge du réseau est linéaire

Dans ce cas, si la tension du réseau $v(t)$ est sinusoïdale, le courant $i(t)$ est aussi sinusoïdal. Une norme est bien connue : c'est celle qui impose le facteur de puissance qui correspond au déphasage φ entre $v(t)$ et $i(t)$.
On impose alors :

$$0,93 \leq \cos\varphi \leq 1$$

ou bien :

$$0,4 \geq \tan\varphi \geq 0$$

■ Cas où la tension est non sinusoïdale et la charge du réseau est linéaire

Dans ce cas, la tension du réseau $v(t)$ est non sinusoïdale et elle comporte, en appliquant le théorème de Fourier :

– une composante « fondamentale » $v_{h1}(t)$ de même fréquence que $v(t)$;
– des composantes « harmoniques » $v_{hk}(t)$ où k est le « rang » de l'harmonique.

On désigne par $V = V_{h1}$ la valeur efficace du **fondamental** du courant et V_{hk} la valeur efficace des harmoniques. On rappelle que la valeur efficace V_{eff} de la tension $v(t)$ est donnée par :

$$V_{eff}^2 = \boldsymbol{V^2} + \sum_{k=2}^{\infty} V_{hk}^2$$

Ce cas est l'objet de la norme CEI 1000-2-2 pour le réseau public basse tension et haute tension et de la norme CEI 1000-2-4 pour les installations industrielles.
La condition $0,93 \leq \cos\varphi \leq 1$ s'applique entre le fondamental de la tension et le fondamental du courant.

■ Cas où la tension est sinusoïdale et la charge du réseau est non linéaire

Dans ce cas, si la tension du réseau $v(t)$ est sinusoïdale, le courant $i(t)$ est périodique mais non sinusoïdal. C'est ce qui se passe généralement à l'entrée d'un convertisseur de puissance.
Ce courant comporte donc, en appliquant le théorème de Fourier :

– une composante « fondamentale » $i_{h1}(t)$ de même fréquence que $v(t)$, déphasée de φ par rapport à $v(t)$;
– des composantes « harmoniques » $i_{hk}(t)$ où k est le « rang » de l'harmonique.

On désigne par $\boldsymbol{I} = I_{h1}$ la valeur efficace du fondamental du courant et I_{hk} la valeur efficace des harmoniques. On rappelle que la valeur efficace I_{eff} du courant $i(t)$ est donnée par :

$$I_{eff}^2 = \boldsymbol{I^2} + \sum_{k=2}^{\infty} I_{hk}^2$$

Ce cas est l'objet de la norme CEI 1000-3-2 pour les matériels autres qu'industriels, consommant moins de 16 A.

La condition $0{,}93 \leq \cos\varphi \leq 1$ s'applique entre la tension et le fondamental du courant.

9.2.2 Norme relative à l'alimentation en tension alternative

On définit pour l'harmonique de rang *k* **le taux individuel d'harmonique de tension en %** :

$$\tau_{hvk} = 100 \times \frac{V_{hk}}{V_{eff}}$$

On a élaboré les normes CEI 1000-2-2 et CEI 1000-2-4 en fixant la valeur maximale acceptable de ce taux τ_{hk} pour chacun des principaux harmoniques.

Les normes préconisées du taux d'harmoniques (maximal) sont données au *tableau 9.2* (en %).

Tableau 9.2 – Norme des harmoniques de tension du réseau.

	Réseau public		Réseau industriel		
Rang harmonique	Basse tension	Haute tension	Classe 1	Classe 2	Classe 3
2	2	1,5	2	2	3
3	5	2	3	5	6
4	1	1	1	1	1,5
5	6	2	3	6	8
6	0,5	0,5	0,5	0,5	1
7	5	2	3	5	7
8	0,5	0,2	0,5	0,5	1
9	1,5	1	1,5	1,5	2,5
10	0,5	0,2	0,5	0,5	1
11	3,5	1,5	3	3,5	5
12	0,2	0,2	0,2	0,2	1
13	3	1,5	3	3	4,5
Global	**8**	**3**	**5**	**8**	**10**

9.2.3 Norme relative au courant absorbé par les appareils alimentés par une tension alternative

On se limite ici aux appareils dont la consommation est inférieure ou égale à 10 A en valeur efficace.
On a élaboré la norme CEI 1000-3-2 pour définir les valeurs maximales acceptables pour les valeurs efficaces des principaux harmoniques (voir *tableau 9.3*).

Tableau 9.3 – Norme des harmoniques de courant.

Rang de l'harmonique	Courant maximal en valeur efficace
2	1,08 A
3	2,3 A
4	0,43 A
5	1,14 A
6	0,3 A
7	0,77 A
8 à 40 (harmoniques de rang *n* pair)	$0,23 \times \frac{8}{n}$ en A
9	0,4 A
11	0,33 A
13	0,21 A
15 à 39 (harmoniques de rang *n* impair)	$0,15 \times \frac{15}{n}$ en A

La norme CEI 1000-3-4 correspondant aux appareils consommant plus de 16 A est en cours d'élaboration.

9.2.4 Norme relative aux harmoniques de courant

On définit pour l'harmonique de rang *k* le taux individuel d'harmonique de courant en % :

$$\tau_{hik} = 100 \times \frac{I_{hk}}{I_{eff}}$$

On indique une autre norme qui limite le taux maximal τ_{hk} autorisé pour chacun des harmoniques. Cette norme généralise la précédente. On donne le taux en % (voir *tableau 9.4*).

Tableau 9.4 – Autre norme des harmoniques de courant.

Rang de l'harmonique	Taux en %
2	2
3	4
4	1
5	5
6 et au delà pour harmoniques de rang pair	0,5
7	5
9	2
11	3
13	3
au-delà pour harmoniques de rang impair	2

On constate que la norme du *tableau 9.4* est moins contraignante que celle du *tableau 9.3* si le courant absorbé est de 16 A.
S'il est plus faible, c'est l'inverse.
On s'efforce de vérifier si les systèmes industriels vendus sur le marché respectent les normes des harmoniques de courant indiquées ci-dessus.

9.3 Critères techniques de réception d'un convertisseur industriel

9.3.1 Définition des tests de vérification

Lorsqu'il s'agit de choisir un convertisseur, il est préférable d'effectuer des tests à partir des caractéristiques indiquées par le constructeur en vue de l'application prévue. *A priori*, on ne fait pas « confiance »… et toutes les données fournies pour un modèle de convertisseur devraient être vérifiées !

En pratique, on peut penser que le fait que le produit soit commercialisé engage le constructeur et qu'il suffit de vérifier les points importants pour lesquels le convertisseur doit remplir son rôle.

- S'il s'agit d'un **variateur de vitesse** (pour moteur à courant continu ou alternatif), il faut vérifier **expérimentalement** si la commande en boucle ouverte est souple, et si la commande en boucle fermée est stable et/ou si le réglage de la stabilité est facile et définitif.
- S'il s'agit d'un convertisseur destiné à fournir une **source auxiliaire** (à courant continu ou alternatif), il faut également vérifier **expérimentalement** si la commande en boucle ouverte est souple et si la commande en boucle fermée est stable et/ou si le réglage de la stabilité est facile et définitif.
- S'il s'agit d'un **compensateur d'harmoniques** destiné à obtenir à l'entrée d'une charge non linéaire (un redresseur par exemple ou un gradateur) un **courant sinusoïdal,** il faut également vérifier **expérimentalement** par une analyse spectrale le courant d'entrée, sans le compensateur, puis avec le compensateur, pour diverses conditions de fonctionnement.

Par la suite, il est préférable que le convertisseur soit soumis à des conditions de fonctionnement extrêmes dans les limites indiquées par le constructeur, et réalisables dans le laboratoire :

- fluctuation de la tension d'alimentation;
- fluctuation de la fréquence de l'alimentation;
- charge variable;
- court-circuit.

9.3.2 Exemple de tests de vérification sur hacheur General Electric

■ Présentation

Il s'agit d'un hacheur prévu pour obtenir une tension de 12,5 V à partir d'une batterie dont la tension peut valoir entre 24 V et 48 V pour le modèle IC4486CNV4LFA et entre 72 et 80 V pour le modèle IC4486CNV4LHA.
Ce convertisseur est prévu pour les véhicules électriques. La sortie n'est pas isolée des batteries d'alimentation.
Les caractéristiques sont données au *tableau 9.5*.

□ Attention

Les commandes électroniques sont isolées du convertisseur.
Avant tout réglage nécessitant un contact physique avec le convertisseur, débrancher la batterie et décharger les condensateurs en plaçant une résistance de 200 Ω (2 W) entre les bornes positive et négative.

□ Maintenance

Éviter d'exposer le convertisseur à la saleté, la peinture. Enlever la poussière avec de l'air comprimé basse pression. Dans les zones grasses, nettoyer avec un détergent léger mélangé avec de l'alcool.

Tableau 9.5 – Caractéristiques de hacheurs industriels General Electric.

	IC4486CNV4LFA	**IC4486CNV4LHA**
Tension d'entrée de la batterie d'alimentation	24 V à 48 V	72 à 80 V
Tension de sortie	12,5 V	12,5 V
Caractéristique du courant de sortie	16 A en continu 20 A durant 80 % du temps 22 A durant 65 % du temps 25 A durant 50 % du temps	16 A en continu 20 A durant 80 % du temps 22 A durant 65 % du temps 25 A durant 50 % du temps
Filtre d'entrée	Prévu à l'intérieur	Prévu à l'intérieur
Fréquence de découpage f_e	15 kHz	15 kHz
Dimensions (hauteur × largeur × longueur)	73,2 × 174,4 × 127 en mm	73,2 × 174,4 × 127 en mm
Température ambiante	0 °C à 40 °C	0 °C à 40 °C

☐ Problèmes de fonctionnement

Symptôme : aucune tension en sortie

Vérifier que :

– la tension d'entrée est dans la bonne polarité, au-dessus de 18 V;
– la « masse » de retour (borne –) est correctement branchée.

Symptôme : tension en sortie supérieure à 13 V ou inférieure à 12 V

– Vérifier que la tension d'entrée est dans la bonne polarité, au-dessus de 18 V.
– Si la tension de sortie est inférieure à 12 V, il est probable qu'une charge interne mette le convertisseur en limitation de courant.
– Si la tension de sortie est supérieure à 13 V, après arrêt et remise en route, changer de convertisseur.

■ Tests à effectuer

Il s'agit ici d'un système qui doit être testé vis-à-vis de l'utilisation sur véhicule électrique. On part de l'hypothèse que le montage et la mise en route se sont déroulés comme prévu par le constructeur. On se limite au cas du modèle IC4486CNV4LFA alimenté sous 48 V.

Il convient donc d'effectuer les essais suivants, en enregistrant **la tension de sortie** $u(t)$ sur oscilloscope à mémoire, ou en effectuant une acquisition (par sonde de tension) grâce au logiciel LabVIEW :

– caractéristique $< u > = f(I)$ pour I variant (lentement) de 0 à 16 A;
– variation de $u(t)$ dans le cas où le courant varie brutalement de 0 à 16 A;
– variation de $u(t)$ dans le cas contraire où le courant varie brutalement de 16 A à 0 A;
– mesure de l'importance des ondulations à la fréquence 15 kHz lorsque la charge est de 16 A. Une analyse spectrale de Fourier est peut-être nécessaire;
– allure de la forme d'onde de la tension de sortie $u(t)$ et mesure de $< u >$ lorsque $I = 20$ A, puis 22 A, puis 25 A;
– échauffement du convertisseur pour $I = 16$ A et une température ambiante de 40 °C. On prélève la température en divers points du système accessibles par une sonde, après une heure de fonctionnement, et arrêt. On fait la moyenne des résultats obtenus.

La tenue en charge de la batterie de 48 V d'alimentation vient surtout de la qualité du courant débité dans le hacheur : celui-ci doit contenir peu d'harmoniques. On visualise donc à l'oscilloscope le courant d'entrée $i_m(t)$ et on effectue son analyse spectrale de Fourier, pour noter l'importance de l'harmonique à 15 kHz.

Si tous les essais montrent un bon comportement du convertisseur, on doit encore se soucier de l'évolution de ses caractéristiques après quelques semaines, voire quelques mois de fonctionnement.

9.4 Étude d'un compensateur d'harmoniques industriel

9.4.1 Présentation

Le compensateur « actif » présenté ci-dessous neutralise les harmoniques de courant, en particulier le plus important : l'harmonique de rang 3.

Il se place en parallèle sur l'alimentation triphasée. La puissance apparente mise en jeu peut varier de 15 kVA à 90 kVA selon les modèles.

■ Compensateur d'harmoniques Atrys

Le texte et l'image ci-dessous, relatifs au compensateur d'harmoniques Atrys est un extrait de documentation ATRYS.

□ Origines et conséquences des perturbations

Les harmoniques : un phénomène de plus en plus répandu

En milieu tertiaire, les phénomènes de pollution liés aux harmoniques sont de plus en plus importants.

Ces phénomènes sont provoqués par une très large diffusion d'équipements tels que : ordinateurs, imprimantes, photocopieurs, caisses électroniques, variateurs de vitesse, lampes à décharges, etc.

Ces utilisations prélèvent un courant non sinusoïdal composé de courants multiples de la fréquence fondamentale.

Ces harmoniques dont le plus important est l'harmonique 3 (150 Hz pour un réseau 50 Hz) se superposent au courant fondamental et circulent dans l'ensemble des réseaux d'alimentation jusqu'à la source.

Ces harmoniques homopolaires s'additionnent dans le conducteur de neutre, ainsi très fréquemment, on trouve des installations où le courant, dans le neutre est supérieur de 50 à 70 % au courant des phases.

Les harmoniques sont à l'origine de pertes et de disfonctionnements importants

La présence d'harmoniques dans les circuits de distribution électrique entraînent :

- l'échauffement anormal des câbles résultant des courants 150 Hz et multiples, aggravés par l'« effet de peau »;
- la surcharge du conducteur de neutre où le courant peut atteindre le double de celui des phases;
- la perte d'énergie au niveau de la source : transformateurs et alternateurs, entraînant des pertes économiques;
- le risque de déclenchements intempestifs des protections avec les conséquences provoquées par les arrêts inopinés des installations;
- le disfonctionnement des récepteurs suite à l'augmentation de la distorsion de la tension;
- le vieillissement prématuré des installations et une perte d'énergie pour les exploitants.

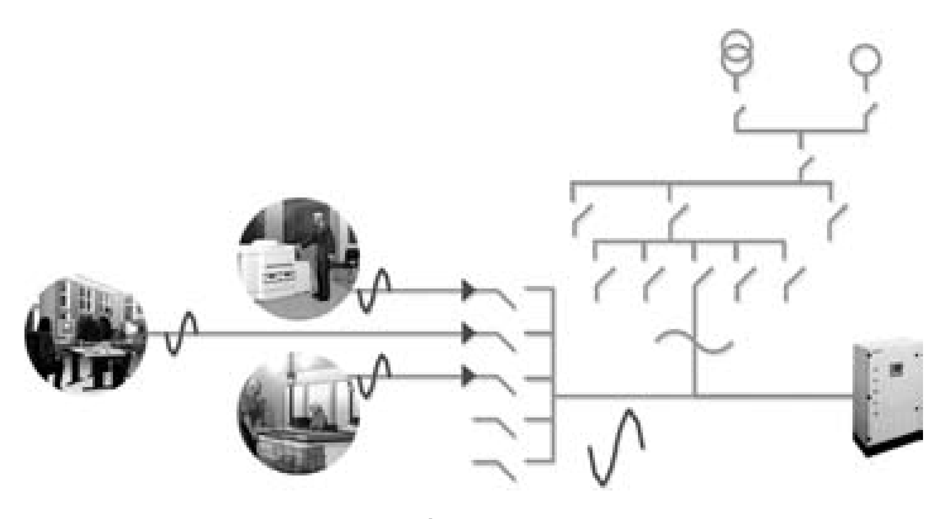


Figure 9.1.

☐ Les avantages

La suppression des disfonctionnements

ATRYS améliore la qualité de l'onde de tension en réduisant le taux de distorsion. Les équipements fonctionnent dans de meilleures conditions et leur durée de vie est augmentée.

Il protège des déclenchements intempestifs qui étaient dûs aux harmoniques de courant.

L'économie d'énergie

Avec la réduction du taux d'harmoniques, ATRYS améliore le facteur de puissance, réduit la consommation d'énergie, supprime le déclassement en puissance de l'installation électrique basse tension.

Tableau 9.6 – Performances.

Calibre ATRYS	15 A	17 A	54 A	82 A
Puissance application	15 kVA	30 kVA	60 kVA	90 kVA
Intensité phase application	23 A	45 A	87 A	130 A
Intensité max. nautre application	45 A	81 A	162 A	245 A
Élimination des harmoniques (phases H3, H9, H15)	Jusqu'à 80 %			
Élimination des harmoniques neutres	Jusqu'à 85 %			
Tension nominale	400 V TRI + N (± 15 %)			
Fréquence nominale	50 Hz (± 6 %)			
Norme	Conforme 60439-1			
Couleur	RAL 9001			
Indice de protection	IP 21 (option IP 32)			
Température de fonctionnement	Jusqu'à 40 °C			

9.4.2 Test de vérification à effectuer

Évidemment, l'élimination des harmoniques de rang 3, 9 et 15 doit être constatée par analyse de Fourier des courants en chargeant le secteur sur charge non linéaire faisant apparaître ces harmoniques (un redresseur pont mixte triphasé PD3 à thyristors par exemple). On vérifie la conformité aux normes concernant les harmoniques de courant :

– d'abord sans le branchement du compensateur;
– puis avec son branchement.

On doit constater non seulement le respect de la norme une fois le compensateur d'harmoniques installé, mais aussi l'amélioration très nette du spectre du courant du réseau.

9.5 Étude d'un onduleur Sysdrive de marque Omron

9.5.1 Présentation

Selon les modèles, cet onduleur peut être utilisé pour des puissances allant de 0,2 kW à 7,5 kW.

■ **Onduleur triphasé Omron 3G3MV pour un contrôle de vitesse d'un moteur asynchrone performant placé dans un ensemble très compact**



Figure 9.2.

Cet onduleur est une parfaite synthèse d'un contrôle performant de la vitesse d'un moteur asynchrone avec des fonctions très complètes installées dans un ensemble très compact.

Sa fréquence maximale fournie en sortie de 400 Hz le rend idéal pour le contrôle de vitesse de petits moteurs. Il possède 179 paramètres facilement réglables pour son fonctionnement. Des « sauts de fréquence » peuvent être programmés pour éviter certaines résonances du moteur.

Il est possible de réaliser une commande standard à V/f constant du moteur asynchrone, ou un contrôle vectoriel sans capteur. Une correction PID est prévue pour améliorer le contrôle.

Cet onduleur communique avec des liaisons RS-422 ou RS-485. La fréquence et le courant de sortie peuvent être pilotés par ce moyen.

Les caractéristiques obtenues peuvent être résumées ci-dessous :

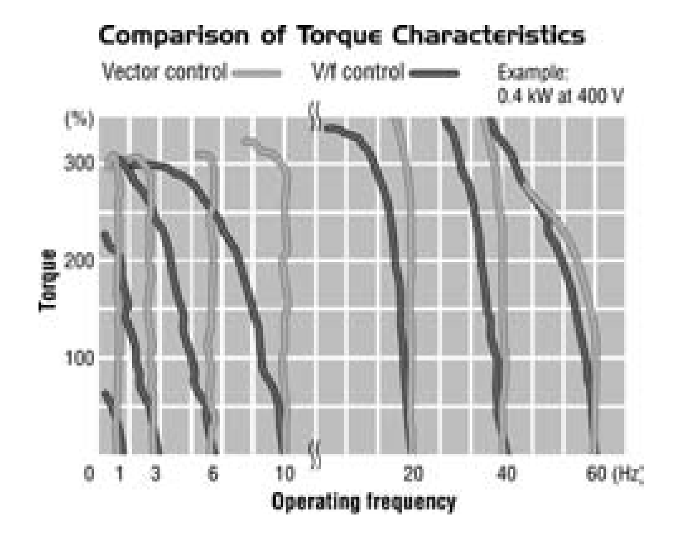


Figure 9.3 – Comparaison des caractéristiques du couple.

On a représenté de manière comparative pour diverses fréquences, le couple fourni par un moteur asynchrone soumis à un contrôle vectoriel (*Vector control*) et le même moteur alimenté à V/f constant (*V/f control*).

Les données ci-dessus en HP (*Horse Power* = Cheval Vapeur) sont basées sur le standard américain où la vitesse nominale de rotation du moteur asynchrone à 4 pôles est de 1 800 tr/min pour un réseau de fréquence 60 Hz.

Le *tableau 9.7* présente sur la colonne de gauche des onduleurs monophasés 230 V (*Single Phase*) ou triphasés 460 V AC (*3 – Phase*).

La colonne « *Rated output current* » présente les courants possibles fournis en sortie par phase selon l'onduleur choisi. La puissance nominale est indiquée à la colonne suivante, en chevaux vapeurs (*Horse power*) ou en kW.

Les références correspondantes des divers onduleurs sont indiquées dans la colonne de droite.

Tableau 9.7

Rated Voltage	Enclosure Type	Rated Output Current (A)	Nominal Horsepower (kW)	Part Number
3-Phase 230 VAC	NEMA-1	1.6	.25 (0.2)	3G3MV-C2002
	For Open-Chassis IP-20 Models: replace C with **A** in part number	3.0	.5/.75 (0.4)	3G3MV-C2004
		5.0	1.0 (0.75)	3G3MV-C2007
		8.0	2.0 (1.5)	3G3MV-C2015
		11.0	3.0 (2.2)	3G3MV-C2022
		17.5	5.0 (3.7)	3G3MV-C2037
		25	7.5 (5.5)	3G3MV-C2055
		33	10 (7.5)	3G3MV-C2075
Single-Phase 230 VAC	NEMA-1	1.6	.25 (0.2)	3G3MV-CB002
	For Open-Chassis IP-20 Models: replace C with **A** in part number	3.0	.5/.75 (0.4)	3G3MV-CB004
		5.0	1.0 (0.75)	3G3MV-CB007
		8.0	2.0 (1.5)	3G3MV-CB015
		11.0	3.0 (2.2)	3G3MV-CB022
		17.5	5.0 (3.7)	3G3MV-CB037
3-Phase 460 VAC	NEMA-1	1.8	1.0 (0.4)	3G3MV-C4004
	For Open-Chassis IP-20 Models: replace C with **A** in part number	3.4	1.5/2 (0.75)	3G3MV-C4007
		4.8	3.0 (1.5)	3G3MV-C4015
		5.5	3.0 (2.2)	3G3MV-C4022
		8.6	5.0 (3.7)	3G3MV-C4037
		14.8	10 (5.5)	3G3MV-C4055
		18	12.5 (7.5)	3G3MV-C4075

Note: Nominal HP rating based on standard 1800 RPM motor amperage.

Le montage de l'onduleur est présenté ci-après (voir *figure 9.4*) :
À gauche, en haut, l'alimentation triphasée, filtrée, arrivant sur les entrées R, S, T (ou L1, L2, L3). À droite la sortie MLI de l'onduleur alimentant le moteur asynchrone, par les bornes U, V, W (ou T1, T2, T3).
Les fonctions de commande sont présentées soit pour ajuster la fréquence de l'onduleur, soit en utilisant l'opérateur numérique (*Digital Operator*).
On remarque également l'arrivée des liaisons RS-422 et RS-485. Ce mode de liaison permet des commandes performantes à partir d'un automate.
Concernant l'alimentation du secteur, pour que l'onduleur fonctionne correctement, on tolère :

- une fluctuation de ± 5 % en fréquence;
- une fluctuation de – 15 % à + 10 % en valeur efficace de la tension.

On remarque que la « méthode de contrôle » est une MLI par fonction génératrice $g(t)$ sinusoïdale (*Sine wave PWM*).
L'onduleur peut délivrer en sortie une tension alternative triphasée dont la fréquence f' est réglable de 0,1 Hz à 400 Hz. Le réglage s'effectue par paliers de 0,01 Hz jusqu'à 100 Hz, et par paliers de 0,1 Hz de 100 Hz à 400 Hz.
On note V' la valeur efficace du fondamental de la tension phase-neutre. Il est possible d'imposer le rapport V'/f' constant.

9.5.2 Test de vérification à effectuer

En premier lieu, il faut effectuer les tests de sécurité :

- en cas de **court-circuit** complet en sortie, ou seulement entre deux phases; il est recommandé d'opérer « doucement » à faible tension de sortie, puis d'augmenter cette tension;
- en cas de coupure puis de **rétablissement brutal** de l'alimentation du réseau.

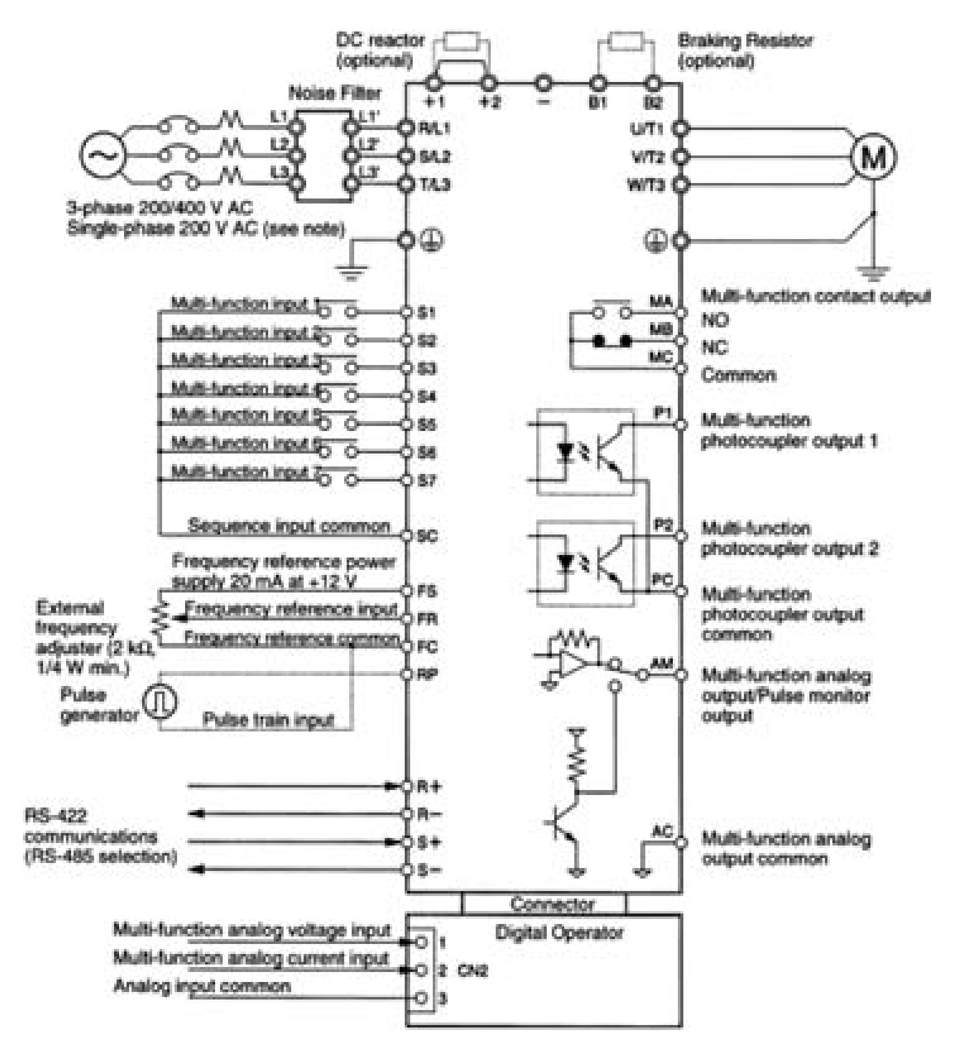


Figure 9.4.

Ensuite, il faut procéder au relevé de la caractéristique $V = f(I)$ en sortie à $f = 50$ Hz par exemple, pour mettre en évidence le comportement de la limitation de courant. On charge l'onduleur par un rhéostat triphasé réglable.

Le test de la fluctuation de fréquence de l'alimentation est réalisable si l'on dispose d'un alternateur dont on peut régler la vitesse, mais les mesures sont assez délicates à effectuer.

En revanche, il est facile de tester à partir du secteur si l'onduleur fonctionne normalement à – 15 % de la tension nominale du secteur ou à + 10 % de cette tension.

L'analyse spectrale de la modulation de largeur d'impulsion en sortie doit mettre en évidence la fréquence f_e d'échantillonnage. En principe, cette fréquence f_e reste constante quel que soit le réglage de la fréquence f' de sortie.

Les « sauts » de fréquence de 0,01 Hz indiqués par le constructeur doivent être vérifiés expérimentalement, non seulement à l'analyse spectrale, mais aussi au fréquencemètre. Ne pas oublier que la modulation de largeur d'impulsion est unipolaire. L'analyse est semblable à celle qui est présentée à la *figure 9.6*.
Le rapport V'/f' constant peut également être vérifié expérimentalement, par mesure pour un ensemble de fréquences f' choisies égale successivement à 1 Hz, 2 Hz, 5 Hz, 10 Hz, 20 Hz, 50 Hz, 100 Hz, etc. de la valeur de V'. Pour ce faire, il est conseillé d'utiliser :

– un fréquencemètre pour la mesure de f' ;
– un **voltmètre ferromagnétique**, pour la mesure de V'. Il se comporte comme un filtre passe-bas, de fréquence de coupure 400 Hz. Les harmoniques dont la fréquence est voisine de f_e sont alors éliminés de la mesure.

Comme cet onduleur est prévu pour alimenter un moteur asynchrone, il est souhaitable d'effectuer des essais sur l'ensemble onduleur-moteur, à vide (si possible) et en charge. On se place alors délibérément dans l'objectif de l'utilisation pratique du système ainsi formé, vis-à-vis des critères suivants :

– souplesse de la commande en vitesse;
– compensation du glissement du moteur;
– facilité du changement du sens de rotation;
– repérage et élimination de fréquences de résonance (*skip frequencies*);
– efficacité du contrôle PID;
– différence au démarrage entre le contrôle vectoriel et le contrôle en V/f.

9.6 Étude d'un onduleur Eurotherm Drives pour moteur asynchrone

9.6.1 Présentation

Ce système onduleur est prévu, comme dans le cas précédent, pour l'alimentation des moteurs asynchrones (à induction) désigné par « *AC Drive* » : voir la documentation technique téléchargeable en fichier .pdf sur le site web de l'éditeur www.dunod.com.
Le constructeur donne les indications suivantes :

– risques concernant l'alimentation continue : mesurer la tension pour qu'elle soit inférieure à 50 V;
– possibilités d'éliminer 4 fréquences différentes;
– alimentation à partir du réseau 230 V;
– commande en vitesse des moteurs asynchrones : contrôle à V/f constant ou contrôle vectoriel pour des fréquences allant de 0 à 350 Hz;
– possibilité de programmer des rampes d'accélération et de décélération de moteurs.

D'autre part, il indique le montage de l'ensemble du système avec en particulier les deux filtres « CEM » (EMC en anglais), en amont et en aval de l'onduleur (*inverter*).

Ensuite le constructeur indique les caractéristiques de la commande du moteur en commande à *V/f* constant (*V/f fluxing*) et à contrôle vectoriel (*Sensorless Vector Fluxing Mode*).

Les différentes caractéristiques des modèles varient selon la puissance nominale du moteur. Celles-ci vont de 0,75 kW à 55 kW selon les cas.

La fréquence de découpage f_e de la MLI va de 3 kHz à 9 kHz pour les faibles puissances et n'est que de 3 kHz pour les onduleurs de puissance plus élevée.

Enfin, en dernière page du tableau, on donne le taux d'harmoniques en tension $THD(V)$. On note que la définition de ce taux n'est pas celle précédemment indiquée, puisque l'on rapporte le calcul à la valeur efficace du fondamental de la tension :

$$THD(V)\,\text{en}\ \% = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h=40} V_h^2}}{V_{h1}} \times 100$$

Le constructeur donne également les valeurs efficaces des harmoniques de courant selon le rang de l'harmonique jusqu'à 50.

9.6.2 Test de vérification à effectuer

Les tests à effectuer sont semblables à ceux qui sont présentés au § 9.5.2 puisqu'il s'agit encore d'un onduleur alimentant un moteur asynchrone.

Le constructeur donne ici en plus des détails sur les harmoniques de courant. L'utilisateur peut vérifier en détail les valeurs efficaces obtenues pour chaque rang d'harmonique de courant. Il peut aussi valider l'efficacité des filtres CEM.

9.7 Étude d'un convertisseur Eurotherm Drives pour moteur synchrone

9.7.1 Présentation

Cet onduleur est prévu pour l'alimentation des « servomoteurs » équipés de résolveurs. Ce sont de moteurs synchrones soit à aimant permanent, soit à rotor bobiné. Le résolveur sert de capteur de position du rotor, à tout instant pour permettre la commande du moteur. L'ensemble est un système « autopiloté » dont les caractéristiques ressemblent à celles de la commande d'un moteur à courant continu. Ce système nommé « *brushless* » permet des commandes de positionnement : voir la documentation technique téléchargeable en fichier .pdf sur le site web de l'éditeur www.dunod.com.

Le premier document montre les précautions à prendre pour utiliser l'ensemble onduleur-moteur synchrone.

L'alimentation peut être réalisée en monophasé ou en triphasé sous tension de 230 V à 50 Hz ou 60 Hz. La tension est contrôlée par une alimentation continue de 24 V.
La tension nominale de sortie est de 220 V. Selon le choix du modèle, le courant nominal de sortie en valeur efficace varie de 1 A à 10 A.
Les caractéristiques données par la suite correspondent au courant fourni en fonction de la tension, en permanence (*continuous operation*).
Enfin, le constructeur indique le moyen de retrouver les pannes par l'affichage selon un code bien déterminé.

9.7.2 Test de vérification à effectuer

Comme pour les exemples précédents, on doit vérifier les sécurités de l'onduleur, en particulier en cas de court-circuit complet en sortie, ou seulement entre deux phases.
Ensuite, le système doit ici être testé dans son ensemble : onduleur + moteur + résolveur, en particulier la souplesse de la commande et ses limites de réglage.
Bien entendu, il faut valider les indications du constructeur en ce qui concerne par exemple la variation de vitesse à courant constant, c'est-à-dire à couple de charge du moteur constant. Des tests de surcharge en couple sont nécessaires dans la limite des indications du constructeur.
Comme pour les onduleurs précédents, on effectue une analyse spectrale des tensions et des courants à l'entrée et à la sortie de l'onduleur, à faible charge, à charge nominale, et en surcharge. On vérifie ainsi sa conformité aux normes en qui concerne les harmoniques de courant.
Le système doit également être conforme aux normes CEM.
Pour une machine synchrone, la commande est autopilotée; on peut vérifier que le rapport V/f est pratiquement constant.
Ce qu'il y a dans l'application du système, c'est la commande en position. Elle doit être testée et mesurée avec soin :

– à faible charge à faible inertie, puis à forte inertie;
– à charge élevée à faible inertie, puis à forte inertie,

pour mettre en évidence la précision du résolveur et l'efficacité du filtre correcteur de l'asservissement PID.

9.8 Mesures effectuées sur un onduleur industriel

9.8.1 Mesures de valeur efficace et de puissance

On s'intéresse au comportement d'un onduleur industriel triphasé de référence FMV2105 Leroy-Somer. Il débite à 50 Hz sur une charge résistive triphasée équilibrée branchée en étoile.
On mesure au voltmètre la tension entre phases $U = 230$ V et la valeur efficace du courant par phase qui est de $I = 1$ A. On a utilisé des appareils ferromagnétiques.
La puissance active dissipée est alors de $P = \sqrt{3}\ UI = \sqrt{3} \times 230 \times 1 = 398$ W.

C

CONVERTISSEURS : ÉTUDES DE CAS

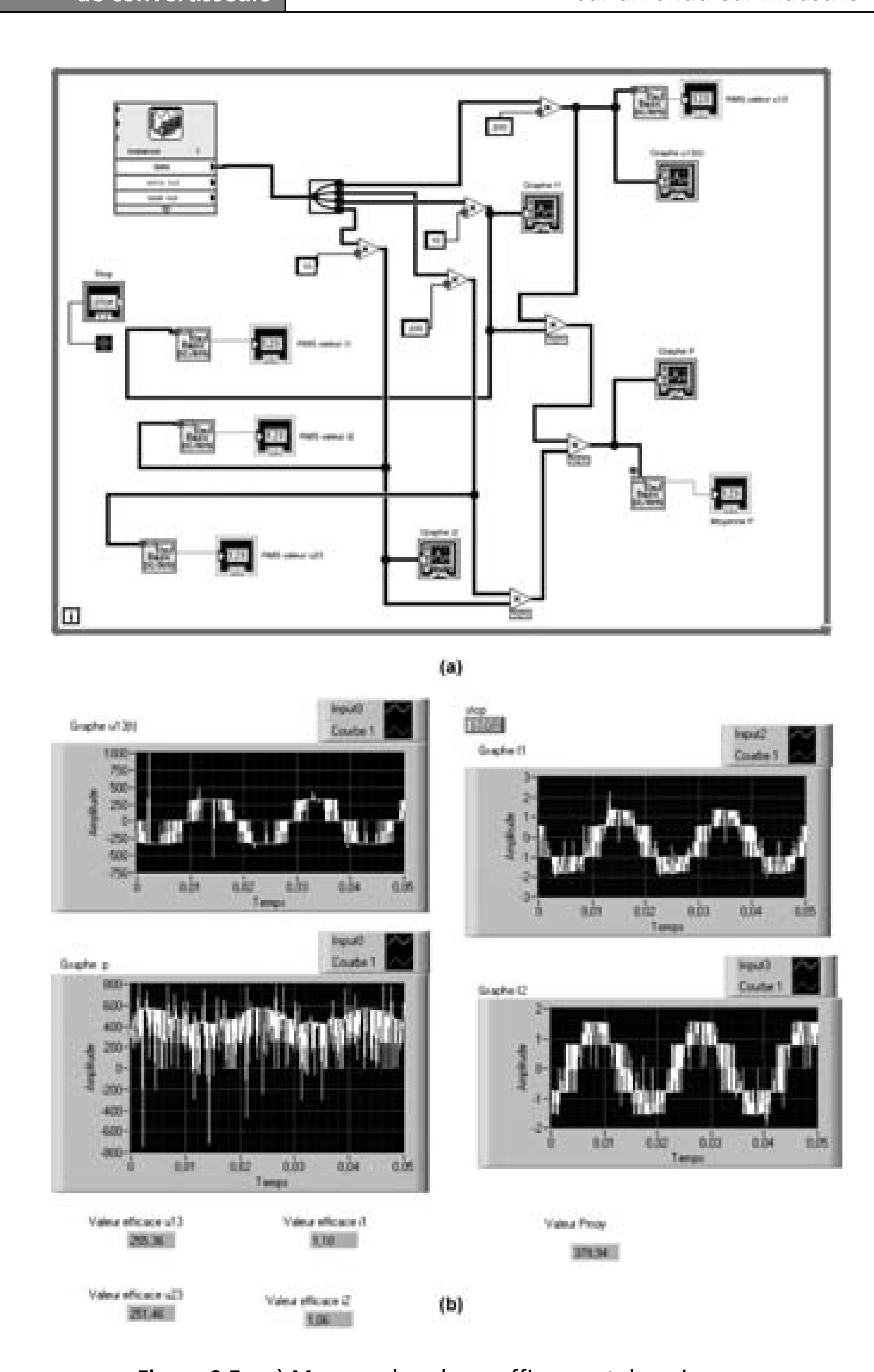


Figure 9.5 – a) Mesures de valeurs efficaces et de puissance relatives à un onduleur triphasé par le logiciel LabVIEW.
b) Résultats des mesures de valeurs efficaces et de puissance relatives à un onduleur triphasé par le logiciel LabVIEW.

À la *figure 9.5*, on présente le montage utilisé par LabVIEW pour effectuer les mêmes mesures.
À l'instance 1, on capture les deux tensions entre phases $u_{13}(t)$ et entre phases $u_{23}(t)$ et les deux courants de ligne $i_1(t)$ et $i_2(t)$. On tient compte de l'effet réducteur des sondes :

– on multiplie les tensions obtenues par 200;
– on multiplie les courants par 10.

Le diagramme indique la manière d'obtenir les valeurs efficaces (RMS) de ces quatre grandeurs, ainsi que les graphes de la tension $u_{13}(t)$, des courants $i_1(t)$ et $i_2(t)$.
On en déduit la puissance instantanée en triphasé :

$$p(t) = u_{13}(t) \times i_1(t) + u_{23}(t) \times i_2(t)$$

qui est calculée par le logiciel LabVIEW.
La valeur moyenne $P_{moy} = < p(t) >$ est la puissance active fournie par l'onduleur. Le logiciel calcule cette valeur moyenne (DC).
La *figure 9.5b* montre les formes d'onde de $u_{13}(t)$, de $i_1(t)$ de $i_2(t)$, de $p(t)$ et le résultat de ces mesures, en particulier :

– la valeur efficace de la tension entre phases $U = 255$ V environ;
– la valeur efficace du courant de ligne $I = 1$ A environ;
– la valeur moyenne de la puissance instantanée $P_{moy} = < p(t) > = 379$ W environ.

Les mesures obtenues par le logiciel et par les appareils sont concordantes.
On note que $p(t)$ est sensiblement constant, comme si le régime était triphasé équilibré purement sinusoïdal.

9.8.2 Analyse spectrale à l'aide du logiciel LabVIEW

On s'intéresse toujours au même onduleur industriel triphasé. À la *figure 9.6a*, on a représenté le diagramme du logiciel qui montre la capture de la tension par une sonde de tension divisant par 200 la valeur de la tension composée, la mesure de la valeur moyenne (*DC*) et la valeur efficace (*RMS*) de cette tension composée (notée *Uab* ou *U*13).
On rappelle que cet onduleur est du type *V*/*f* constant dans la plage de fréquence 25 Hz-50 Hz.
Pour obtenir des résultats comparatifs, l'analyse spectrale de Fourier effectuée par le logiciel a été obtenue pour deux fréquences à 40 Hz (*figure 9.6b*) et à 60 Hz (*figure 9.6c*).
Les résultats des mesures de tension doivent être multipliés par 200.
À la *figure 9.6b*, on constate que la mesure par LabVIEW donne une valeur efficace de 1,10 V, soit 220 V, alors que le voltmètre ferromagnétique indique 200 V. Il n'y a donc pas accord entre les deux résultats.
L'analyse spectrale montre :

– la raie principale basse fréquence (le fondamental) à 40 Hz;
– les deux raies latérales principales notées harmoniques 2 et 3, distantes entre elles de 160 Hz, ce qui correspond à 4×40 Hz;

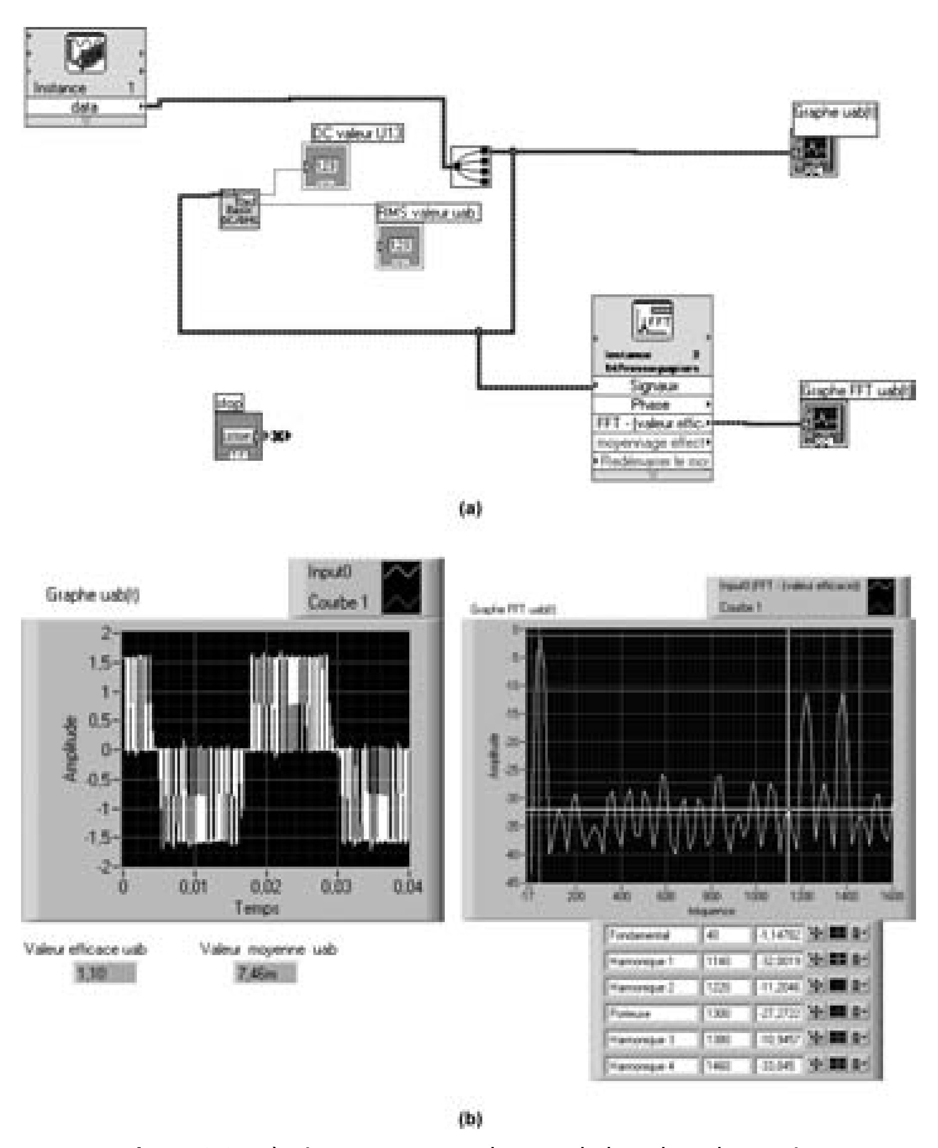


Figure 9.6 – a) Diagramme sur LabVIEW de l'analyse de Fourier de la tension composée d'un onduleur triphasé.
b) Analyse de Fourier de la tension composée d'un onduleur triphasé à 40 Hz grâce au logiciel LabVIEW.

– l'absence de la porteuse dont la fréquence est d'environ f_{e40} = 1 300 Hz;
– deux autres raies latérales, plus faibles, notées respectivement harmonique 1 et 4, plus éloignées des précédentes de 2 × 40 Hz = 80 Hz.

Ce spectre est comparable à celui de la *figure 8.10*.

À la *figure 9.6c*, on note que la mesure par LabVIEW donne une valeur efficace de 1,25 V, soit 250 V, alors que le voltmètre ferromagnétique indique 250 V. Il y a donc accord entre les deux résultats.

L'analyse spectrale montre :

– la raie principale basse fréquence (le fondamental) à 60 Hz ;
– les deux raies latérales principales notées harmoniques 2 et 3, distantes entre elles de 240 Hz, ce qui correspond à 4×60 Hz ;
– l'absence de la porteuse dont la fréquence est de $f_{e60} = 1\,620$ Hz ;
– deux autres raies latérales, plus faibles, notées respectivement harmonique 1 et 4 plus éloignées des précédentes de 2×60 Hz = 120 Hz.

Ce spectre est comparable à celui de la *figure 8.10*.

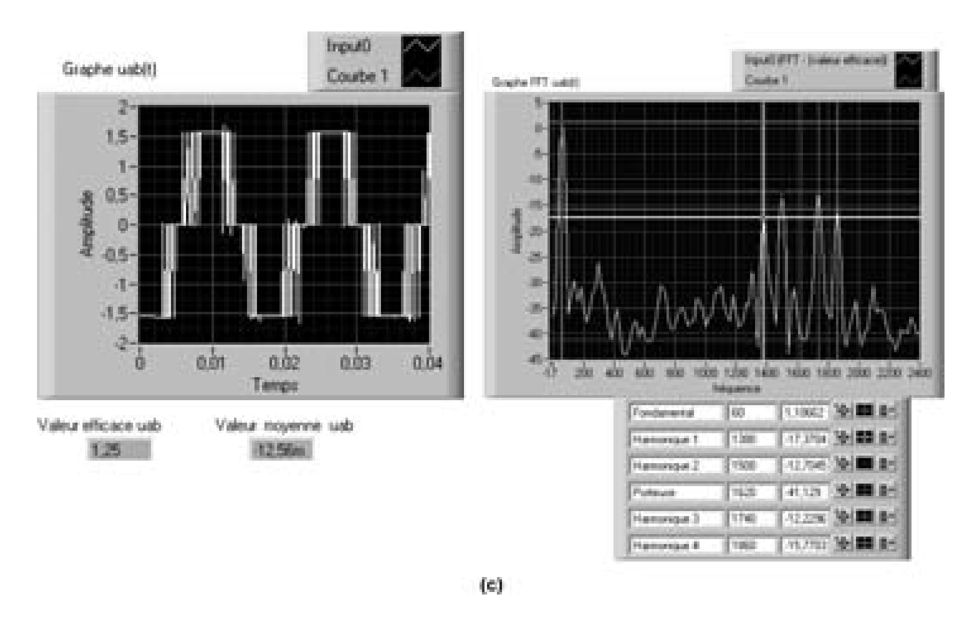


Figure 9.6 – c) Analyse de Fourier de la tension composée d'un onduleur triphasé à 60 Hz grâce au logiciel LabVIEW.

On constate que la fréquence de la porteuse a changé, mais $\dfrac{f_{e60}}{f_{e40}} \neq \dfrac{60}{40}$. Le constructeur n'a donc pas choisi une fréquence MLI constante avec le choix de f, ni même une relation de proportionnalité, ce qui semble logique, puisque la MLI doit exister pour des valeurs faibles de f. Il est probable qu'une « optimisation » sur f_e a été recherchée, en particulier pour obtenir la tension voulue pour tout réglage « fin » de la fréquence f de l'onduleur.

C

CONVERTISSEURS : ÉTUDES DE CAS

ANNEXE MATHÉMATIQUE

A.1 Les grandeurs relatives à la transmission de la puissance

Périodicité

Soit $x(t)$ une fonction périodique. On appelle période **la plus petite valeur possible** T telle que, pour toute valeur du temps t, on ait : $x(t+T) = x(t)\ \forall\ t$.

Valeur moyenne

La valeur moyenne d'une fonction périodique $x(t)$ est telle que (plusieurs notations sont utilisées) :

$$x_{moy} = \langle x \rangle_T = \frac{1}{T}\int_{t_0}^{t_0+T} x(t)\cdot \mathrm{d}t$$

La valeur moyenne **en régime établi** est indépendante de l'origine t_0 du temps.

Puissance instantanée

On définit pour un circuit monophasé : $p(t) = v(t)\cdot i(t)$ où $v(t)$ et la tension et $i(t)$ l'intensité. Cette puissance p peut être :

– **instantanée :** l'évolution de $p(t)$ est quelconque. C'est ce qui se produit par exemple dans les régimes transitoires;
– **instantanée périodique :** alors l'une au moins des deux grandeurs $v(t)$ *et* $i(t)$ a pour période T. On définit alors la valeur moyenne de la puissance notée $< p > = P$ ou **puissance active** telle que $\langle p \rangle = P = \int_{t0}^{t0+T} p(t)\cdot \mathrm{d}t$, exprimée en W.

Valeur efficace (RMS)

N.B. : en anglais on utilise le terme RMS, *Root Mean Square*.
On définit :

– la valeur efficace du courant périodique $I_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T}\cdot\int_{t0}^{t0+T} i^2(t)\cdot \mathrm{d}t}$;

– la valeur efficace de la tension périodique $V_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_{t0}^{t0+T} v^2(t) \cdot \mathrm{d}t}$;
– la puissance apparente pour un circuit monophasé : $S = V_{eff} \times I_{eff}$ exprimée en VA;
– le facteur d'utilisation $f_u = P/S$ avec $0 \leq f_u \leq 1$.

A.2 Les grandeurs intervenant en régime sinusoïdal monophasé

Expressions des grandeurs instantanées :
pour la tension :

$$v(t) = V\sqrt{2}\cos(\omega t)$$

pour le courant, φ est le retard de phase :

$$i(t) = I\sqrt{2}\cos(\omega t - \varphi)$$

La puissance active se calcule avec la relation $P = VI\cos\varphi$ (en W).
La puissance réactive est définie par $Q = VI\sin\varphi$ (en VAR).
La puissance apparente est obtenue par $S = VI$ (en VA).
Entre les puissances, la relation est : $S^2 = P^2 + Q^2$.
Le facteur d'utilisation $f_u = P/S$ devient le facteur de puissance et s'identifie à $\cos\varphi$.

A.3 Les grandeurs intervenant en régime sinusoïdal triphasé

On se limite ici au cas du montage étoile. Donnons les expressions des grandeurs instantanées en régime équilibré direct.

– Pour les trois tensions : la valeur efficace est V.

$$v_1(t) = V\sqrt{2}\cos(\omega t)$$
$$v_2(t) = V\sqrt{2}\cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$$
$$v_3(t) = V\sqrt{2}\cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)$$

– Pour le courant : φ est le retard de phase, et la valeur efficace est I.

$$i_1(t) = I\sqrt{2}\cos(\omega t - \varphi)$$
$$i_2(t) = I\sqrt{2}\cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi\right)$$
$$i_3(t) = V\sqrt{2}\cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \varphi\right)$$

La puissance active se calcule avec la relation $P = 3VI\cos\varphi$ (en W).
La puissance réactive est définie par $Q = 3VI\sin\varphi$ (en VAR).
La puissance apparente est obtenue par $S = 3VI$ (en VA).
Entre les puissances, la relation est : $S^2 = P^2 + Q^2$.
Le facteur d'utilisation $f_u = P/S$ devient le facteur de puissance et s'identifie à $\cos\varphi$.
La **puissance instantanée** est définie en triphasé par : $p = v_1(t)\ i_1(t) + v_2(t)\ i_2(t) + v_3(t)\ i_3(t)$. Dans le cas d'un régime sinusoïdal équilibré $p = P = 3VI\cos\varphi$.

A.4 Cas où la commande est sous forme d'impulsions

Ce type de commande fait intervenir des fonctions réalisées par des montages électroniques analogiques ou numériques. On établit le plus souvent des comparaisons entre ces fonctions. Elles sont résumées au *tableau A.1*. Dans le cas des fonctions périodiques, on désigne la période par T_e.

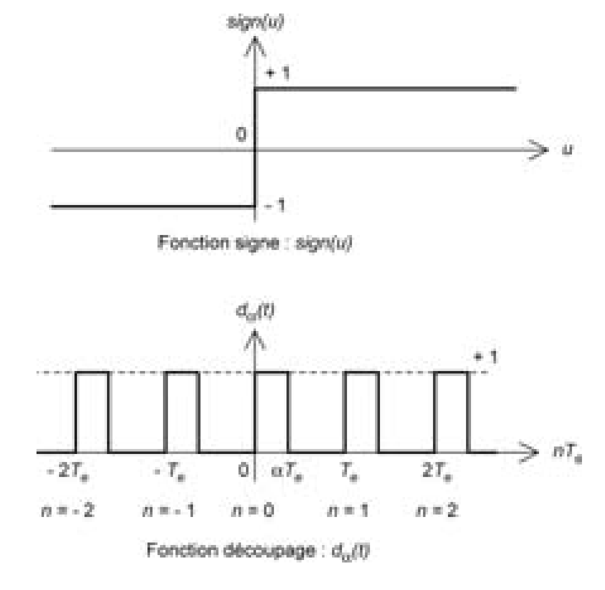


Figure A.1 – Fonction signe.

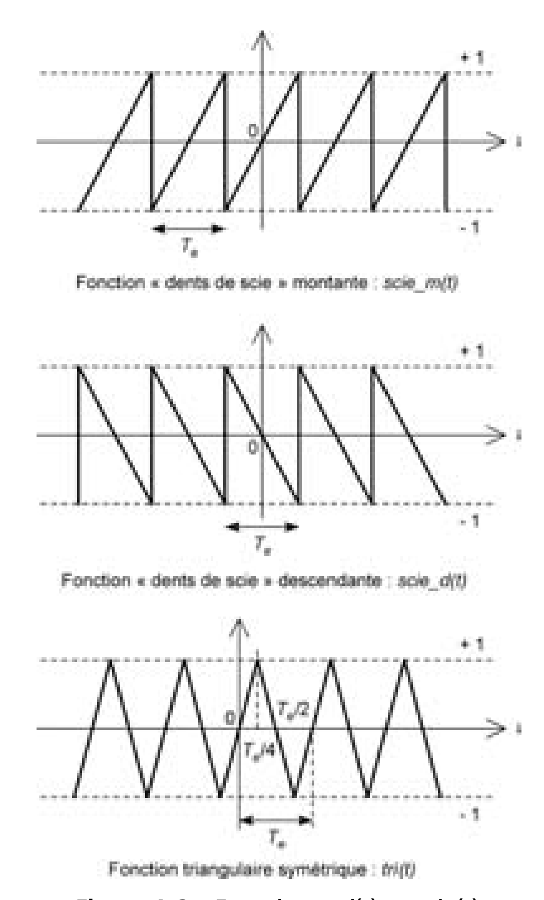


Figure A.2 – Fonctions *tri*(*t*) et *scie*(*t*).

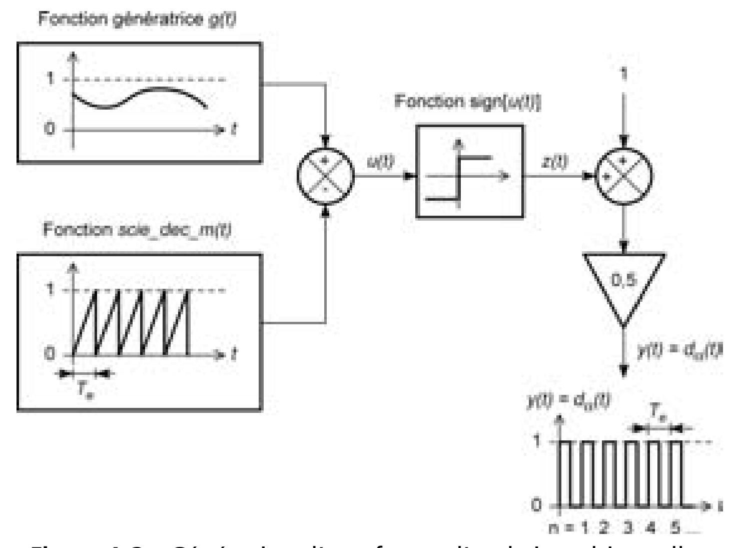


Figure A.3 – Génération d'une forme d'onde impulsionnelle.

Tableau A.1 – Fonctions utilisées en commande impulsionnelle.

Fonction	Rôle	Désignation mathématique
sign(*u*)	Désignation du signe de *u* (voir *figure A.1*)	$sign(u) = 1$ si u est positif $sign(u) = -1$ si u est négatif
tri(*t*)	Fonction triangulaire (voir *figure A.2*)	$tri(t) = 4\left(\frac{t}{T_e}\right)$ si $-T_e/4 < t < T_e/4$ modulo T_e $tri(t) = -4\left(\frac{t}{T_e}\right) + 2$ si $T_e/4 < t < 3T_e/4$ modulo T_e
scie_m(*t*)	Fonction « dents de scie » montante	$scie_m(t) = 2\left(\frac{t}{T_e}\right)$ si $-T_e/2 < t < T_e/2$ modulo T_e
scie_d(*t*)	Fonction « dents de scie » descendante	$scie_dec_d(t) = 1 - 2\left(\frac{t}{T_e}\right)$ si $0 < t < T_e$ modulo T_e
tri_dec(*t*)	Fonction triangulaire décalée ≥ 0	$tri_dec(t) = 2\left(\frac{t}{T_e}\right)$ si $0 < t < T_e/2$ modulo T_e $tri_dec(t) = 2 - 2\left(\frac{t}{T_e}\right)$ si $T_e/2 < t < T_e$ modulo T_e
scie_dec_m(*t*)	Fonction « dents de scie » décalée montante ≥ 0	$scie_dec_m(t) = \frac{1}{2} + \frac{t}{T_e}$ avec $t \in [-T_e/2; T_e/2]$ modulo T_e
scie_dec_d(*t*)	Fonction « dents de scie » décalée descendante ≥ 0	$scie_dec_d(t) = \frac{1}{2} - \frac{t}{T_e}$ avec $t \in [-T_e/2; T_e/2]$ modulo T_e

Tableau A.2 – Fonctions utilisées en commande impulsionnelle.

Fonction	Rôle	Désignation mathématique	Réglage
$g(t)$	Fonction génératrice (voir *figure A.3*)	$0 \le g(t) \le 1$ ou bien $-1 \le g(t) \le 1$	Amplitude de g
$d_\alpha(t)$	Largeur d'impulsion réglable (voir *figure A.3*)	$d_\alpha(t) = 1$ si $0 \le t < \alpha T_e$ modulo T_e $d_\alpha(t) = 0$ dans le cas contraire	Selon le rapport cyclique α
$d_\alpha(t)$	Largeur d'impulsion réglable (voir *figure A.3*)	$d_\alpha(t) = \frac{1}{2} \times sign\left[(g(t) - scie_dec_m(t)) + 1\right]$ avec $0 \le g(t) \le 1$	Selon le niveau de g
$y(t)$	Modulation de largeur d'impulsions bipolaire (voir *figure A.4a et b*)	$g(t) = G\sqrt{2}\sin(\omega t)$ avec $0 \le G \le \frac{1}{\sqrt{2}}$ $y(t) = sign[g(t) - tri(t)]$	Selon la valeur de G et de ω
$y(t)$	Modulation de largeur d'impulsions unipolaire par simple intersection de $g(t)$ avec des fonctions triangulaires décalées (voir *figure A.5a et b*)	$g(t) = G\sqrt{2}\sin(\omega t)$ avec $0 \le G \le \frac{1}{\sqrt{2}}$ $r(t) = sign[g(t)]$ $u(t) = \frac{1}{2} sign[r(t) + tri(t)]$ $z(t) = sign[g(t) - u(t)]$ $y(t) = \frac{1}{2} \times [z(t) + r(t)]$	Selon la valeur de G et de ω

Tableau A.2 – Fonctions utilisées en commande impulsionnelle (*suite*).

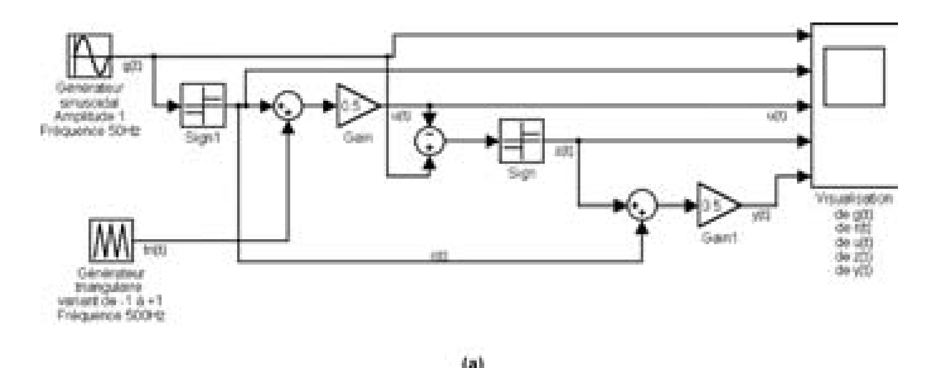
Fonction	Rôle	Désignation mathématique	Réglage
$y(t)$	Modulation de largeur d'impulsions unipolaire par double intersection de $g(t)$ avec une fonction triangulaire (voir *figure A.6a*, *b*, *c et d*)	$g(t) = G\sqrt{2}\sin(\omega t)$ avec $0 \leq G \leq \frac{1}{\sqrt{2}}$ $u(t) = sign[g(t) - tri(t)]$ $v(t) = sign[-g(t) - tri(t)]$ $y(t) = \frac{1}{2} \times [u(t) - v(t)]$	Selon la valeur de G et de ω

g(t)
Générateur sinusoïdal Amplitude 1 Fréquence 50Hz
Fonction tri(t)
Sign
y(t)
Fonction tri(t)
Générateur triangulaire de -1 à + 1 Fréquence 500Hz
Visualisation de g(t) de tri(t) de y(t)

(a)

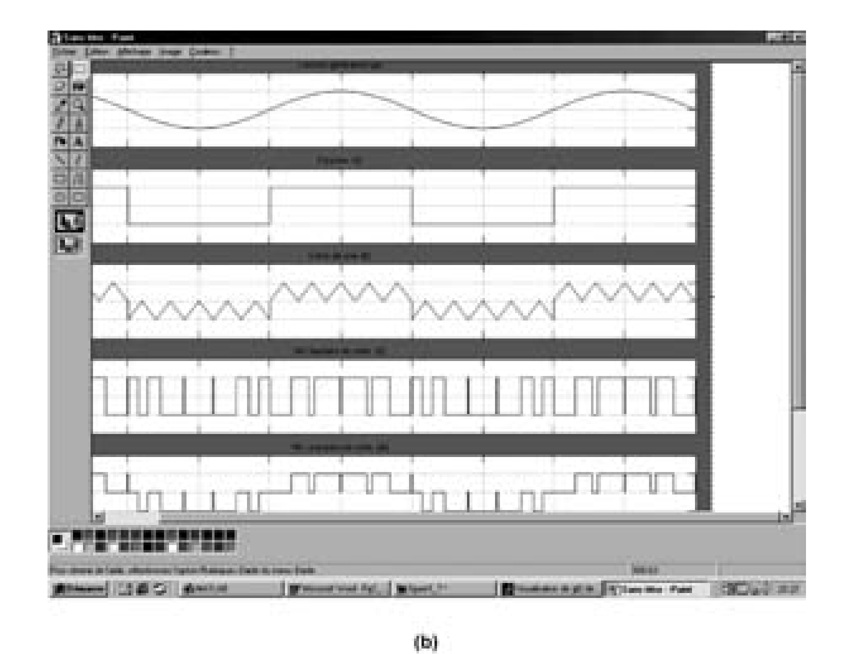
(b)

Figure A.4 a et b – Génération d'une modulation de largeur d'impulsion bipolaire.

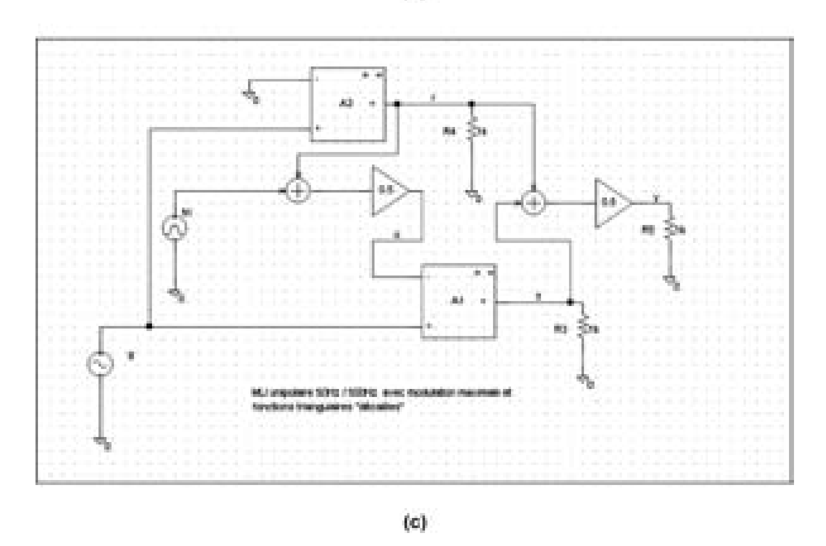


(a)

Figure A.5 a – Génération d'une modulation de largeur d'impulsion unipolaire.

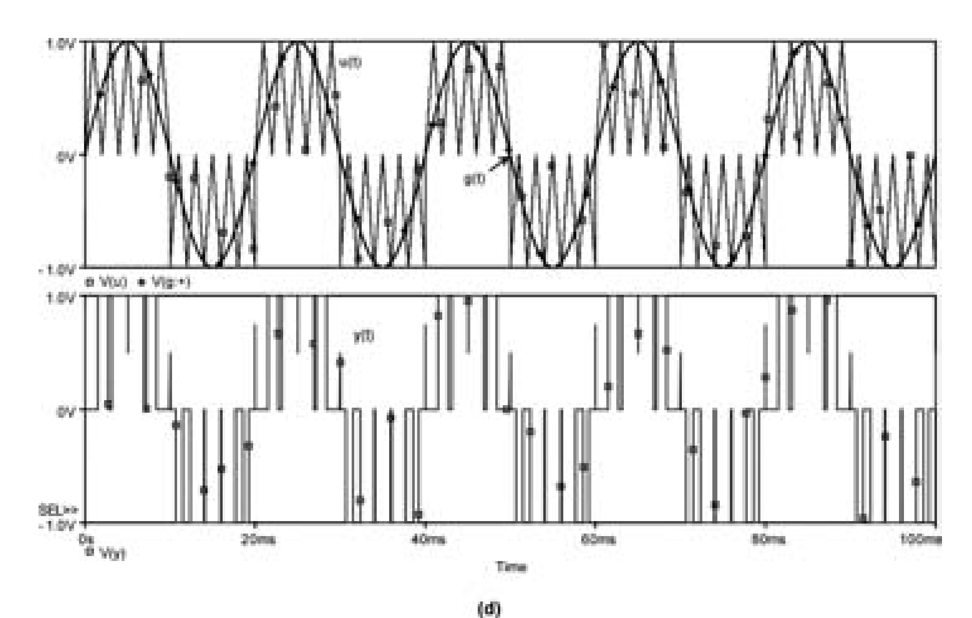


(b)



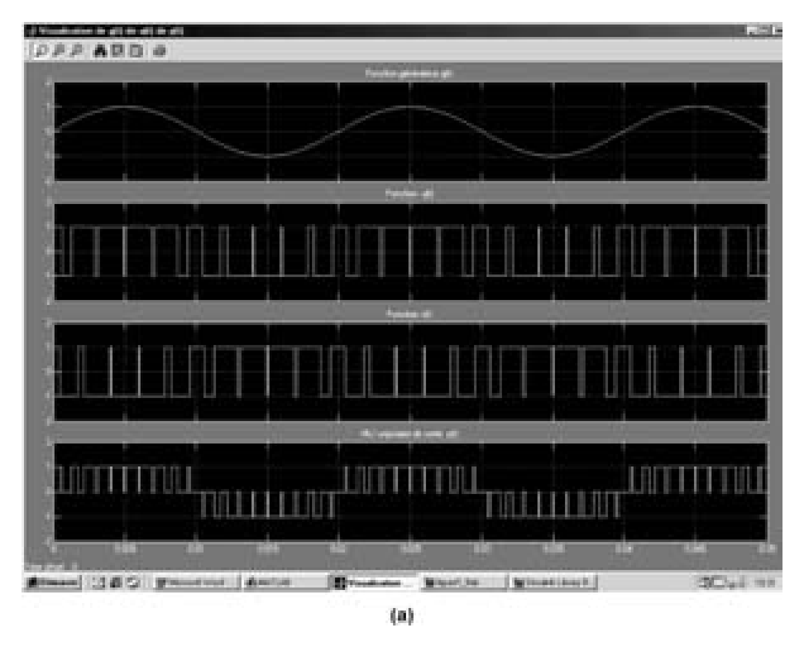
(c)

Figure A.5 b et c – Génération d'une modulation de largeur d'impulsion unipolaire.



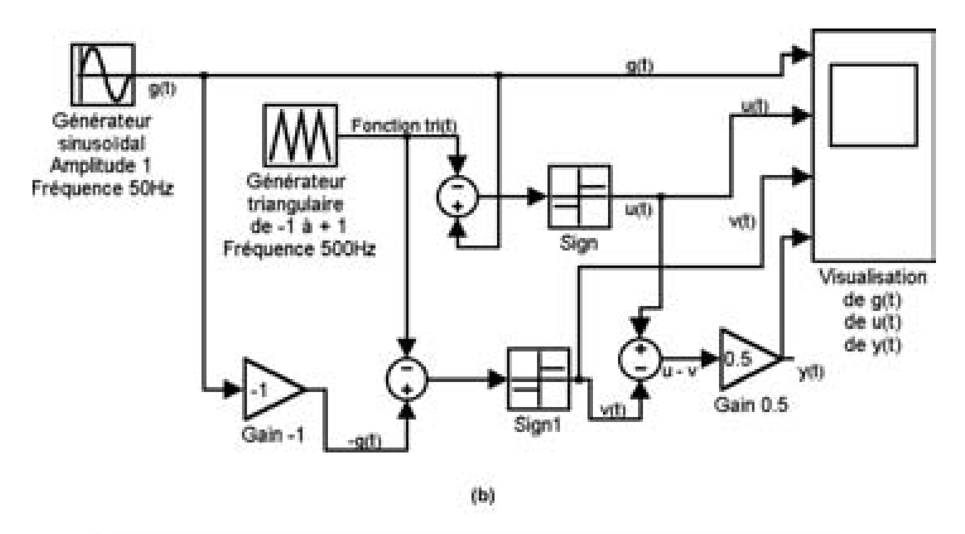
(d)

Figure A.5 d – Génération d'une modulation de largeur d'impulsion unipolaire.

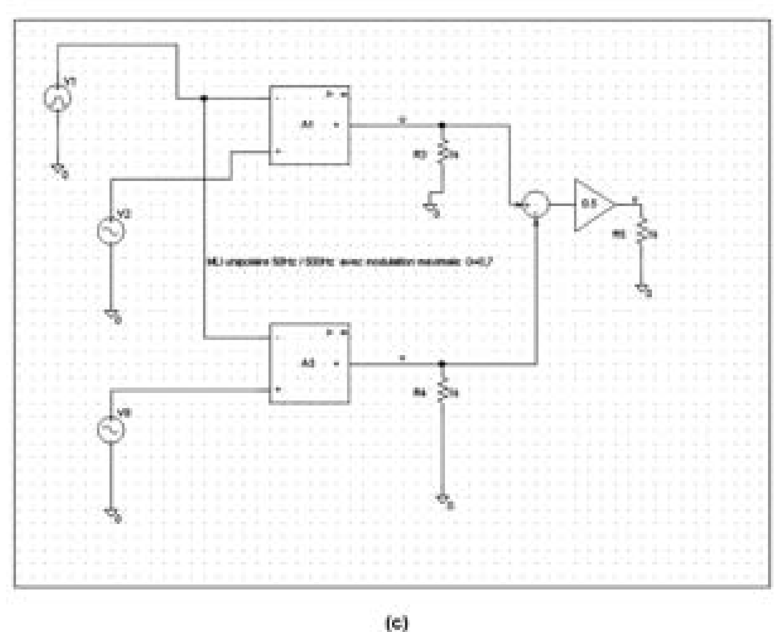


(a)

Figure A.6 a – Génération d'une modulation de largeur d'impulsion unipolaire par double intersection.



(b)



(c)

Figure A.6 b et c – Génération d'une modulation de largeur d'impulsion unipolaire par double intersection.

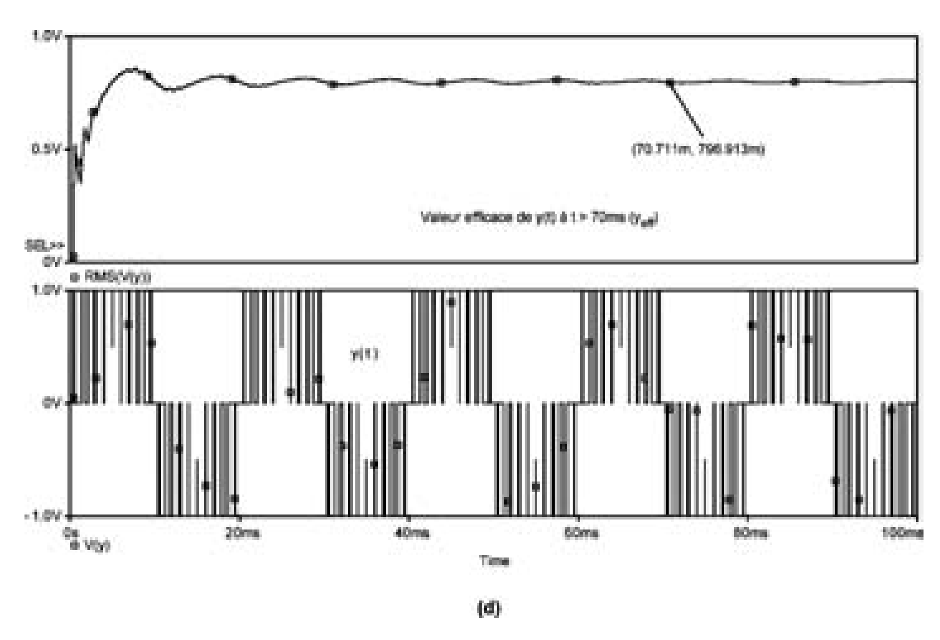


Figure A.6 d – Génération d'une modulation de largeur d'impulsion unipolaire par double intersection (voir aussi page 350).

A.5 Transformée de Laplace

Soit $x(t)$, un signal fonction continue du temps pour $t > 0$. On associe la transformée de Laplace, fonction $\mathcal{L}[x(t)] = X(s)$ de la variable complexe $s = \sigma + j\omega$ telle que $X(s) = \int_0^\infty x(t)e^{-st}\mathrm{d}t$.

La transformée inverse qui permet d'obtenir $x(t)$ à partir de $X(s)$ s'obtient soit en utilisant une table de correspondance (voir *tableau A.3*), soit par le théorème des résidus.

■ Propriétés importantes

Dérivation : $\mathcal{L}[\mathrm{d}x(t)/\mathrm{d}t] = s\,X(s) - x(0^-)$

Intégration : $\mathcal{L}\left[\int_0^t x(u)\mathrm{d}u\right] = \dfrac{X(s)}{s}$

Décalage dans le temps : $\mathcal{L}[x(t-\tau)] = X(s)\exp(-s\tau)$

Décalage dans s : $X(s+a) = \mathcal{L}[x(t)\exp(-at)]$

Théorème de la valeur finale : (sous réserve de l'existence de la limite).

$$\lim_{t\to\infty} x(t) = \lim_{s\to 0}\left[sX(s)\right]$$

Théorème de la valeur initiale :

$$\lim_{t \to 0} x(t) = \lim_{s \to +\infty} \left[sX(s) \right]$$

Ce théorème permet de retrouver les valeurs à l'origine du temps pour les signaux continus :

$$x(0^-) = x(0^+)$$

Tableau A.3 – Transformées de Laplace des fonctions usuelles.

x(t)	***X(s)***
$\delta(t)$ Impulsion de Dirac	1
$u(t)$ Échelon unitaire	$\frac{1}{s}$
t^n avec n entier > 0	$\frac{n!}{s^{n+1}}$
e^{at} avec a complexe	$\frac{1}{s+a}$
$1 - e^{-t/\tau}$	$\frac{1}{s(1+\tau s)}$
$T\,e^{-at}$	$\frac{1}{(s+a)^2}$
$\frac{1}{(\tau_1 - \tau_2)}\left(e^{-\frac{t}{\tau_1}} - e^{-\frac{t}{\tau_2}}\right)$ avec $\tau_1 \neq \tau_2$	$\frac{1}{(1+\tau_1 s)(1+\tau_2 s)}$
$1 - \frac{1}{(\tau_1 - \tau_2)}\left(\tau_1 e^{-\frac{t}{\tau_1}} - \tau_2 e^{-\frac{t}{\tau_2}}\right)$ avec $\tau_1 \neq \tau_2$	$\frac{1}{s(1+\tau_1 s)(1+\tau_2 s)}$
$\cos(\omega t)$	$\frac{s}{s^2+\omega^2}$
$\sin(\omega t)$	$\frac{\omega}{s^2+\omega^2}$

Tableau A.3 – Transformées de Laplace des fonctions usuelles (*suite*).

x(t)	*X(s)*
$e^{-at}\cos(\omega t)$	$\dfrac{s+a}{(s+a)^2+\omega^2}$
$e^{-at}\sin(\omega t)$	$\dfrac{\omega}{(s+a)^2+\omega^2}$
$\dfrac{\omega}{\sqrt{1-m^2}}e^{-m\omega t}\sin\left(\omega\sqrt{1-m^2}\,t\right)$ avec $m<1$	$\dfrac{1}{1+2m\dfrac{s}{\omega}+\left(\dfrac{s}{\omega}\right)^2}$
$\dfrac{\sin(\omega t)}{t}$	$\mathrm{Arct}\left(\dfrac{\omega}{s}\right)$
$\sqrt{t}$	$\dfrac{\sqrt{\pi}}{2}\dfrac{1}{s^{3/2}}$
$\sin 2\left(\sqrt{t}\right)$	$\sqrt{\pi}\,\dfrac{e^{-\frac{1}{s}}}{s^{3/2}}$
Fonction de Bessel $J_0\left(2\sqrt{t}\right)$	$\dfrac{1}{s}e^{-\frac{1}{s}}$
Fonction de Bessel $t^{\frac{n}{2}}J_n\left(2\sqrt{t}\right)$	$\left(\dfrac{1}{s}\right)^{n+1}e^{-\frac{1}{s}}$

A.6 Développement en série de Fourier. Applications

Théorème de Fourier : pour toute fonction périodique, $x(t)$ dont la période est T et la pulsation $\omega = 2\pi/T$, il est possible, sous réserve de certaines conditions de continuité de $x(t)$, d'écrire :

$$x(t) = x(t+T) = X_0 + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \cos k\omega t + \sum_{k=1}^{\infty} b_k \sin k\omega t$$

Cette relation fait intervenir des coefficients constants à calculer ou à lire dans un formulaire.

Nécessairement $X_0 = < x(t) >$ car les fonctions sinus ou cosinus ont une valeur moyenne nulle. D'autre part, pour tout t_0 réel, on calcule les coefficients a_k et b_k de la manière suivante :

$$a_k = \frac{2}{T}\int_{t_0}^{t_0+T} x(t)\cdot\cos(k\omega t)\,\mathrm{d}t \text{ et } b_k = \frac{2}{T}\int_{t_0}^{t_0+T} x(t)\cdot\sin(k\omega t)\,\mathrm{d}t$$

Les termes a_k et b_k sont appelés termes de développement (ou de décomposition) relatifs à l'harmonique de rang k. Si $k = 1$, on dit que l'on a affaire au premier harmonique encore appelé **fondamental**.

Si $x(t)$ est une fonction paire, les termes b_k sont tous nuls.

Si $x(t)$ est une fonction impaire, les termes a_k sont tous nuls et $X_0 = 0$.

Tableau A.4 – Développement en série de Fourier des fonctions usuelles.

***x(t)* périodique de période *T* (ou T_e) avec $\omega = 2\pi/T$**	$x(t) = \sum_{k=1}^{\infty} c_k \sin(k\omega t)$ **si *x(t)* impair** $x(t) = \sum_{k=1}^{\infty} c_k \cos(k\omega t)$ **si *x(t)* pair**
Fonction rectangulaire : **fonction impaire** $x(t) = 1$ pour $t \in [0; T/2]$ modulo T $x(t) = -1$ pour $t \in [T/2; T]$ modulo T	$x(t) = \sum_{k=1}^{\infty} \left(\frac{4}{\pi k}\right)\sin(k\omega t)$ k impair
Impulsion de rapport cyclique α : **fonction paire** $x(t) = 1$ pour $t \in [-\alpha T/2; \alpha T/2]$ modulo T $x(t) = 0$ pour $t \notin [-\alpha T/2; \alpha T/2]$ modulo T	$x(t) = \alpha + \sum_{k=1}^{\infty} \left(\frac{2\times\sin(k\alpha\pi)}{\pi k}\right)\cos(k\omega t)$
Fonction redressement PD2 à 4 diodes : **fonction paire** $x(t) = \lvert\cos(\omega t)\rvert$ ou $x(t) = \cos(\omega t)$ pour $t \in [-T/4; T/4]$ modulo $T/2$	$x(t) = \left(\frac{2}{\pi}\right)\left[1 + \sum_{k=1}^{\infty} \left(\frac{2\times(-1)^{k+1}}{(2k)^2 - 1}\right)\cos(2k\omega t)\right]$

Tableau A.4 – Développement en série de Fourier des fonctions usuelles (*suite*).

***x(t)* périodique de période *T* (ou T_e) avec $\omega = 2\pi/T$**	$x(t) = \sum_{k=1}^{\infty} c_k \sin(k\omega t)$ ***si x(t) impair*** $x(t) = \sum_{k=1}^{\infty} c_k \cos(k\omega t)$ ***si x(t) pair***
Fonction redressement P3 à 3 diodes : **fonction paire** $x(t) = \cos(\omega t)$ pour $t \in [-T/6; T/6]$ modulo $T/3$	$x(t) = \left(\frac{3\sqrt{3}}{2\pi}\right)\left[1 + \sum_{k=1}^{\infty}\left(\frac{2\times(-1)^{k+1}}{(3k)^2-1}\right)\cos(3k\omega t)\right]$
Fonction redressement PD3 à 6 diodes : **fonction paire** $x(t) = \cos(\omega t)$ pour $t \in [-T/12; T/12]$ modulo $T/6$	$x(t) = \left(\frac{3\sqrt{3}}{\pi}\right)\left[1 + \sum_{k=1}^{\infty}\left(\frac{2\times(-1)^{k+1}}{(6k)^2-1}\right)\cos(6k\omega t)\right]$
Fonction redressement généralisée à diodes : **fonction paire** $x(t) = \cos(\omega t)$ pour $t \in [-T/2p; T/2p]$ modulo T/p	$x(t) = \left(\frac{\sin\left(\frac{\pi}{p}\right)}{\frac{\pi}{p}}\right)\left[1 + \sum_{k=1}^{\infty}\left(\frac{2\times(-1)^{k+1}}{(pk)^2-1}\right)\cos(pk\omega t)\right]$
Fonction triangulaire *tri*(*t*) de période T_e $x(t) = 4\frac{t}{T_e}$ avec $t \in [-T_e/4; T_e/4]$ modulo T_e $x(t) = 2 - 4\frac{t}{T_e}$ avec $t \in [+T_e/4; 3T_e/4]$ modulo T_e	$x(t) = \frac{8}{\pi^2} \times \sum_{k=1}^{\infty}\left(\frac{(-1)^{k+1}}{k}\right)\sin\left(k2\pi\frac{t}{T_e}\right)$ *k* impair
Fonction « dents de scie » montante *scie_m*(*t*) de période T_e $x(t) = \frac{2\times t}{T_e}$ avec $t \in [-T_e/2; T_e/2]$ modulo T_e	$x(t) = \frac{2}{\pi} \times \sum_{k=1}^{\infty}\left(\frac{(-1)^{k+1}}{k}\right)\sin\left(k2\pi\frac{t}{T_e}\right)$
Fonction « dents de scie » décalée montante *scie_dec_m*(*t*) de période T_e $x(t) = \frac{1}{2} + \frac{t}{T_e}$ avec $t \in [-T_e/2; T_e/2]$ modulo T_e	$x(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \times \sum_{k=1}^{\infty}\left(\frac{(-1)^{k+1}}{k}\right)\sin\left(k2\pi\frac{t}{T_e}\right)$

A.7 Applications du développement en série de Fourier dans le cas de tensions et de courants non sinusoïdaux

Tableau A .5 – Application du développement de Fourier.

Grandeurs	Monophasé	Triphasé
Tension	$v(t) = V_0 + \sum_{k=1}^{\infty} V_k \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(k\omega \cdot t - \theta_k)$	$v_1(t) = V\sqrt{2}\cos\omega t + \sum_{k=2}^{\infty} V_k\sqrt{2}\cos(k\omega t - \theta_k)$ $v_2(t) = V\sqrt{2}\cos\left(\omega t - \frac{2\cdot\pi}{3}\right) + \sum_{k=2}^{\infty} V_k\sqrt{2}\cdot\cos\left[k\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - \theta_k\right]$ $v_3(t) = V\sqrt{2}\cos\left(\omega t + \frac{2\cdot\pi}{3}\right) + \sum_{k=2}^{\infty} V_k\sqrt{2}\cos\left[k\left(\omega t + \frac{2\cdot\pi}{3}\right) - \theta_k\right]$
Courant	$i(t) = I_0 + \sum_{k=1}^{\infty} I_k \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(k\omega \cdot t - \varphi_k - \theta_k)$	$i_1(t) = I\sqrt{2}\cos(\omega t - \varphi) + \sum_{k=2}^{\infty} I_k\sqrt{2}\cos(k\omega \cdot t - \varphi_k - \theta_k)$ $i_2(t) = I\sqrt{2}\cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi\right) + \sum_{k=2}^{\infty} I_k\sqrt{2}\cdot\cos\left[k\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - \varphi_k - \theta_k\right]$ $i_3(t) = I\sqrt{2}\cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \varphi\right) + \sum_{k=2}^{\infty} I_k\sqrt{2}\cdot\cos\left[k\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) - \varphi_k - \theta_k\right]$
Valeur efficace harmonique de rang k	$V_k \cdot \sqrt{2} = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}$	$V_k \cdot \sqrt{2} = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}$
Valeur efficace Tension	$V_{eff}^2 = V_0^2 + \sum_{k=1}^{\infty} V_k^2$	$V_{eff}^2 = V^2 + \sum_{k=2}^{\infty} V_k^2$
Valeur efficace Courant	$I_{eff}^2 = I_0^2 + \sum_{k=1}^{\infty} I_k^2$	$I_{eff}^2 = I_0^2 + \sum_{k=1}^{\infty} I_k^2$

Tableau A .5 – Application du développement de Fourier (*suite*).

Grandeurs	Monophasé	Triphasé
Puissance apparente	$S_{eff} = V_{eff} \cdot I_{eff}$ (VA)	$S_{eff} = 3\ V_{eff} \cdot I_{eff}$ (VA)
Puissance active	$P = V_0 \cdot I_o + \sum_{k=1}^{\infty} V_k \cdot I_k \cdot \cos(\varphi_k)$ (W)	$P = 3VI\cos\varphi + \sum_{k=2}^{\infty} 3V_kI_k\cos(\varphi_k)$ (W)
Puissance réactive	$Q = \sum_{k=1}^{\infty} V_k \cdot I_k \cdot \sin(\varphi_k)$ (VAR)	$Q = 3VI\sin\varphi + \sum_{k=2}^{\infty} 3V_kI_k\sin(\varphi_k)$ (VAR)
Puissance déformante	$D = \sqrt{S^2 - (P^2 + Q^2)}$ (VAD)	$D = \sqrt{S^2 - (P^2 + Q^2)}$ (VAD)
Taux d'harmoniques en tension de rang *k*	$\tau_{hkv} = \frac{V_k}{V_{eff}}$	$\tau_{hkv} = \frac{V_k}{V_{eff}}$ (tension phase-neutre)
Taux d'harmoniques global en tension	$\tau_{hv} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} V_k^2}}{V_{eff}}$	$\tau_{hv} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} V_k^2}}{V_{eff}}$ (tension phase-neutre)
Taux d'harmoniques en courant de rang *k*	$\tau_{hki} = \frac{I_k}{I_{eff}}$	$\tau_{hki} = \frac{I_k}{I_{eff}}$ (courant de ligne)
Taux d'harmoniques global en courant	$\tau_{hi} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_k^2}}{I_{eff}}$	$\tau_{hi} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_k^2}}{I_{eff}}$ (courant de ligne)

Voir aussi les normes au chapitre 9.

A.8 Modulation de largeur d'impulsions (MLI)

Tableau A.6 – Comparaison des propriétés des MLI bipolaire et unipolaire monophasées.

Grandeurs	Modulation bipolaire	Modulation unipolaire
Grandeurs génératrices	$g(t) = G\sqrt{2}\sin(\omega t)$ avec $0 \leq G \leq \frac{1}{\sqrt{2}}$	$+g(t) = G\sqrt{2}\sin(\omega t)$ et $-g(t)$ avec $0 \leq G \leq \frac{1}{\sqrt{2}}$
Intersection sinus-triangle	Simple intersection $y(t) = sign[g(t) - tri(t)]$	Double intersection $u(t) = sign[g(t) - tri(t)]$ $v(t) = sign[-g(t) - tri(t)]$ $y(t) = \frac{1}{2} \times [u(t) - v(t)]$
Discrétisation de $g(t)$ selon la période T_e	$g(nT_e) = G\sqrt{2}\sin(\omega nT_e)$ n entier relatif	$g(nT_e) = G\sqrt{2}\sin(\omega nT_e)$ n entier relatif
Moyenne locale de $y(t)$ selon la période T_e de la fonction $tri(t)$	$\langle y(t)\rangle_{Te} = g(nT_e) = G\sqrt{2}\sin(\omega nT_e)$ n entier relatif	$\langle y(t)\rangle_{Te} = g(nT_e) = G\sqrt{2}\sin(\omega nT_e)$ n entier relatif
MLI synchrone : $T = \frac{2\pi}{\omega}$ et $M = \frac{T}{T_e} = 4q$ avec q entier > 0	$\langle y(t)\rangle_{Te} = g(nT_e) = G\sqrt{2}\sin\left(2\pi\frac{n}{M}\right)$ n entier relatif $\langle y(t)\rangle_{Te} = g(nT_e) = G\sqrt{2}\sin\left(\pi\frac{n}{2q}\right)$	$\langle y(t)\rangle_{Te} = g(nT_e) = G\sqrt{2}\sin\left(2\pi\frac{n}{M}\right)$ n entier relatif $\langle y(t)\rangle_{Te} = g(nT_e) = G\sqrt{2}\sin\left(\pi\frac{n}{2q}\right)$

Tableau A.6 – Comparaison des propriétés des MLI bipolaire et unipolaire monophasées (*suite*).

Grandeurs	Modulation bipolaire	Modulation unipolaire
Valeur efficace du fondamental de $y(t)$	G	G
$y_{eff}{}^2$ = valeur efficace au carré de $y(t)$	1	$\frac{1}{M}\sum_{n=1}^{M} G\sqrt{2}\left\|\sin\left(2\pi\frac{n}{M}\right)\right\| \approx \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} G\sqrt{2}\|\sin\theta\|d\theta = \frac{2\sqrt{2}}{\pi}G$
y_{eff} = valeur efficace de $y(t)$ (voir *figure A.6 d*)	1	$\sqrt{\frac{2\sqrt{2}}{\pi}}\sqrt{G} = 0{,}948\sqrt{G}$

Tableau A.7 – Caractéristique de la MLI unipolaire.

Grandeurs	Caractérisation de la MLI unipolaire monophasée
Fréquence de la porteuse et période	F_e $T_e = 1/F_e$
Rapport cyclique	α
Décomposition en série de Fourier d'une impulsion de largeur αT_e	$y(t) = \alpha + \sum_{h=1}^{\infty} \frac{2}{\pi}\frac{\sin(\pi h \alpha)}{h}\cos(2\pi h F_e t)$
Limitation au premier terme pour $h = 1$	$y(t) \approx \alpha + \frac{2}{\pi}\sin(\pi\alpha)\cos(2\pi F_e t)$

Tableau A.7 – Caractéristique de la MLI unipolaire (*suite*).

Grandeurs	Caractérisation de la MLI unipolaire monophasée
Valeur mathématique du rapport cyclique	$\alpha(n) = G\sqrt{2}\left\vert\sin\left(2\pi n\frac{T_e}{T}\right)\right\vert$
Approximation de la MLI unipolaire	$y(t) \approx G\sqrt{2}\sin\left(2\pi\frac{n}{M}\right) + \frac{2}{\pi}\sin\left(\pi G\sqrt{2}\sin\left(2\pi\frac{n}{M}\right)\right)\cos(2\pi F_e t)$
Fondamental de $y(t)$	$y(t) = G\sqrt{2}\sin\left(2\pi\frac{n}{M}\right) = G\sqrt{2}\sin(2\pi f t)$
Fonctions de Bessel de première espèce	$\sin\left[x\sin(\beta)\right] = 2\sum_{k=1}^{\infty} J_{2k+1}(x)\cos\left((2k+1)\beta\right)$
Changement de variable	$x = \pi G\sqrt{2}$; $\beta = 2\pi\frac{n}{M}$ avec $\sin a \cos b = ½\,[\sin(a-b)+\sin(a+b)]$
Expression des harmoniques de $y(t)$ autour de la porteuse	$y_k(t) \approx \left(\frac{2}{\pi}\right)\left[\sum_{k=1}^{\infty} J_{2k+1}\left(\pi G\sqrt{2}\right)\left\{\sin\left[2\pi F_e t - (2k+1)(2\pi f n T_e)\right] + \sin\left[2\pi F_e t + (2k+1)(2\pi f n T_e)\right]\right\}\right]$
On réintroduit le temps continu $t = n\,T_e$	$y_k(t) \approx \left(\frac{2}{\pi}\right)\left[\sum_{k=1}^{\infty} J_{2k+1}\left(\pi G\sqrt{2}\right)\left\{\sin\left[2\pi\left(F_e - (2k+1)f\right)t\right] + \sin\left[2\pi\left(F_e + (2k+1)f\right)t\right]\right\}\right]$
Porteuse	Fréquence F_e; niveau nul
Raies latérales autour de la porteuse	Fréquences $F_e \pm (2k+1)f$; niveau $\left(\frac{2}{\pi}\right)J_{2k+1}$

Conclusion : on trouve autour de la fréquence F_e (porteuse), des raies de niveau $\left(\frac{2V_{ref}}{\pi}\right)J_{2k+1}$ correspondant à la fréquence $F_e \pm (2k+1)f$. Le niveau de ces raies :

– diminue comme celui de la fonction de Bessel d'ordre p telle que $p = 2k + 1$ lorsque k augmente ;
– dépend aussi fortement de la valeur de G.

Simulation informatique :

On impose $f = 50$ Hz fréquence du « signal modulant » $g(t)$, et $F_{e_tri} = 500$ Hz pour la fréquence de la fonction triangle, ce qui donne $F_e = 1\,000$ Hz pour la porteuse.

Première étude : on montre le comportement de ces harmoniques en utilisant le logiciel PSpice (voir *figure A.7a et b*).

On obtient les spectres suivants selon la valeur de G :

***G* faible** (donc $x = \pi\, G\, \sqrt{2}$ faible soit $V_{eff} << V_{ref}$)

Les termes en $\left(\frac{2V_{ref}}{\pi}\right)J_1(x)$ sont assez faibles, et seuls les harmoniques proches de la porteuse de fréquence F_e apparaissent dans le spectre (voir *figure A.7a*). Leur niveau est comparable à G.

***G* voisin de G_{max}** (donc $x = \pi G\, \sqrt{2}$ supérieur à 1 et V_{eff} de l'ordre de $\frac{V_{ref}}{\sqrt{2}}$)

Les termes en $\left(\frac{2V_{ref}}{\pi}\right)J_{2k+1}(x)$ sont de niveau important et les harmoniques ($F_e - 5f$; $F_e - 3f$; $F_e - f$; $F_e + f$; $F_e + 3f$; $F_e + 5f$…) apparaissent autour de la porteuse à 1 000 Hz.

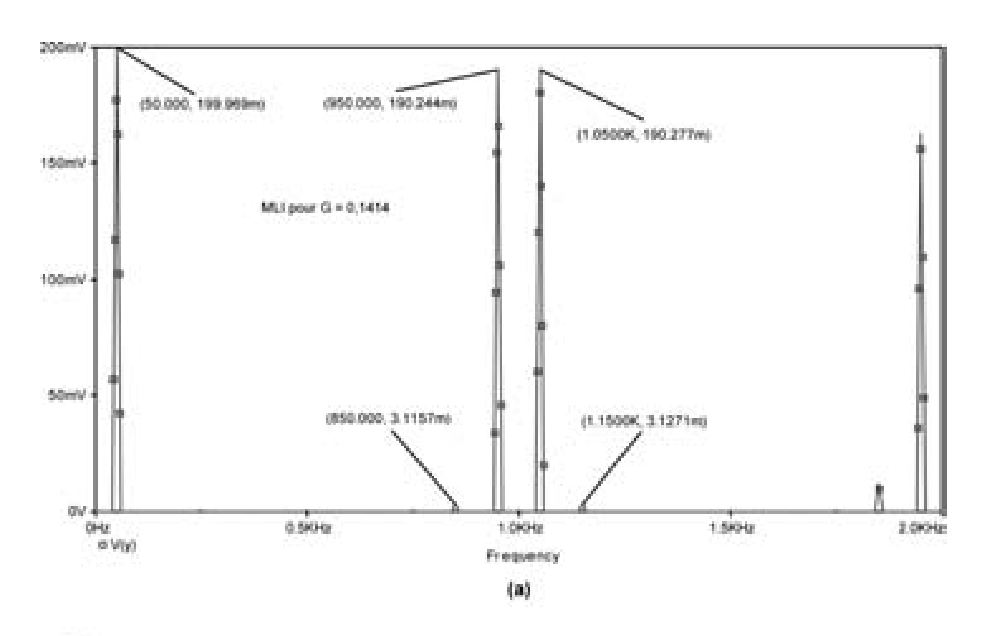
Sur le logiciel PSpice, on a choisi à la *figure A.7a* une valeur faible de $G = 0{,}1414$ soit $G\sqrt{2} = 0{,}2$ et à la *figure A.7b* la valeur maximale $G = 0{,}707$ soit $G\sqrt{2} = 1$.

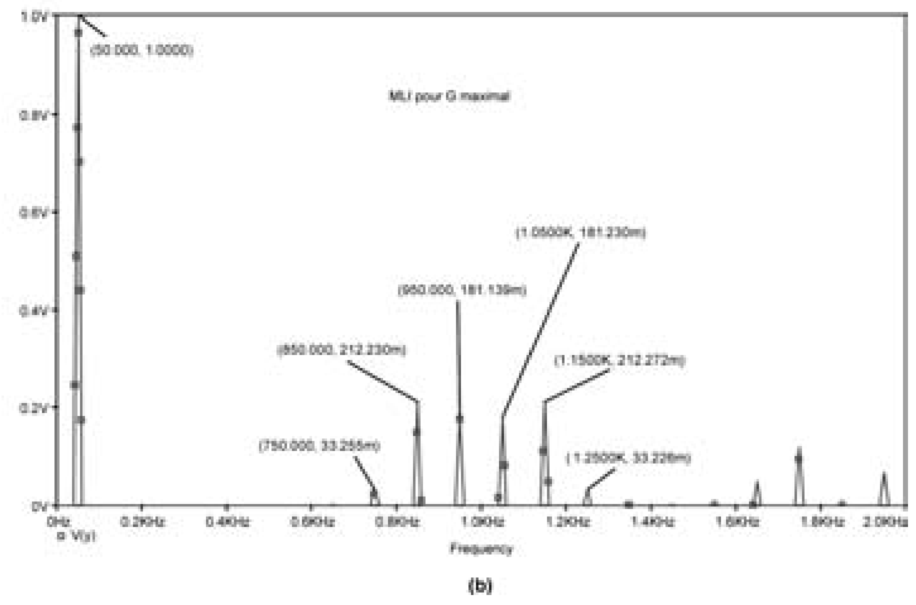
Deuxième étude : on montre le comportement de ces harmoniques en utilisant le logiciel **LabVIEW** (voir *figure A.8a et b*).

***G* faible** (donc $x = \pi G\, \sqrt{2}$ faible, soit $V_{eff} << V_{ref}$)

Dans la fenêtre « Diagramme » (*figure A.8a*), on a indiqué le générateur MLI unipolaire à double intersection, de signal de sortie $y(t)$. On rappelle que la fonction triangulaire a pour fréquence $F_{e_tri} = 500$ Hz, et $g(t)$ (**la fonction génératrice**) a pour fréquence $f = 50$ Hz. Comme il y a « double intersection », la fréquence équivalente de modulation est $F_e = 2F_{e_tri} = 1\,000$ Hz.

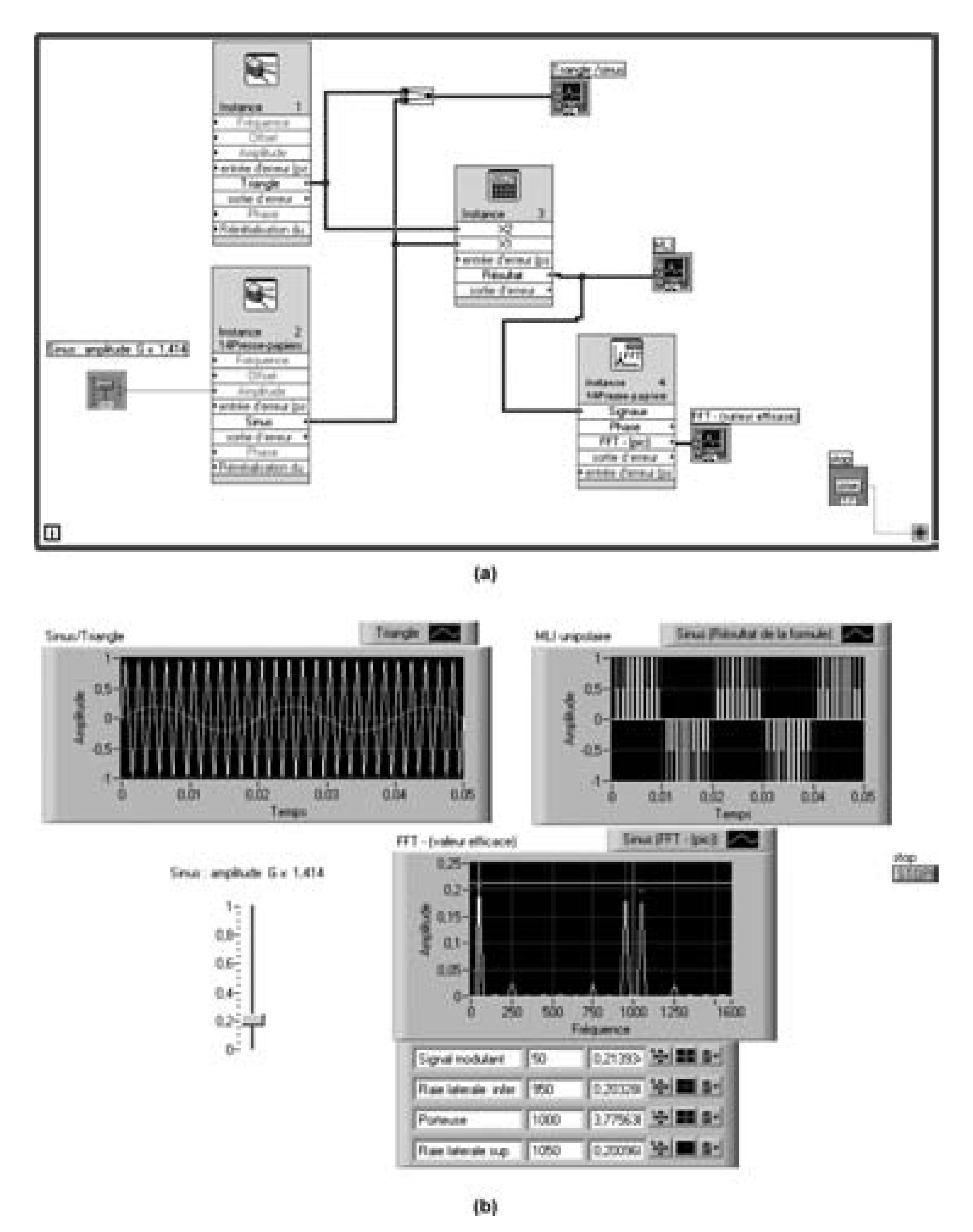
À la *figure A.8b*, on a représenté le résultat des courbes obtenues.





Figures A.7 a et b – Analyse de spectre sur le logiciel PSpice d’une tension en modulation de largeur d’impulsion unipolaire, pour $G << G_{max}$ et G voisin de $G_{max.}$

On rappelle que $y(t) = 0{,}5 \times \{sign[g(t) - tri(t)] - sign[-g(t) - tri(t)]\}$. Il varie selon les valeurs données par trois « états » : – 1 ; 0 et + 1, avec $g(t) = G\sqrt{2}\sin(\omega t)$, en précisant $f$que $0 \leq G \leq \dfrac{1}{\sqrt{2}}$ et $f = \dfrac{\omega}{2\pi}$.



Figures A.8 a et b – Système MLI unipolaire quand $g(t)$ a pour fréquence $f = 50$ Hz, et G faible. Visualisation au logiciel LabVIEW. Analyse de Fourier.

L'analyse de Fourier montre que la fréquence de la porteuse est d'environ $F_e = 1\,000$ Hz; la raie de celle-ci est absente, comme le prévoit la théorie. Comme G **est faible**, il y a peu d'harmoniques autour de la porteuse.

G voisin de G_{max} (donc $x = \pi G\sqrt{2}$ est supérieur à 1 et V_{eff} est de l'ordre de $\frac{V_{ref}}{\sqrt{2}}$)

À la *figure A.8c et d*, on a représenté le résultat des courbes obtenues.

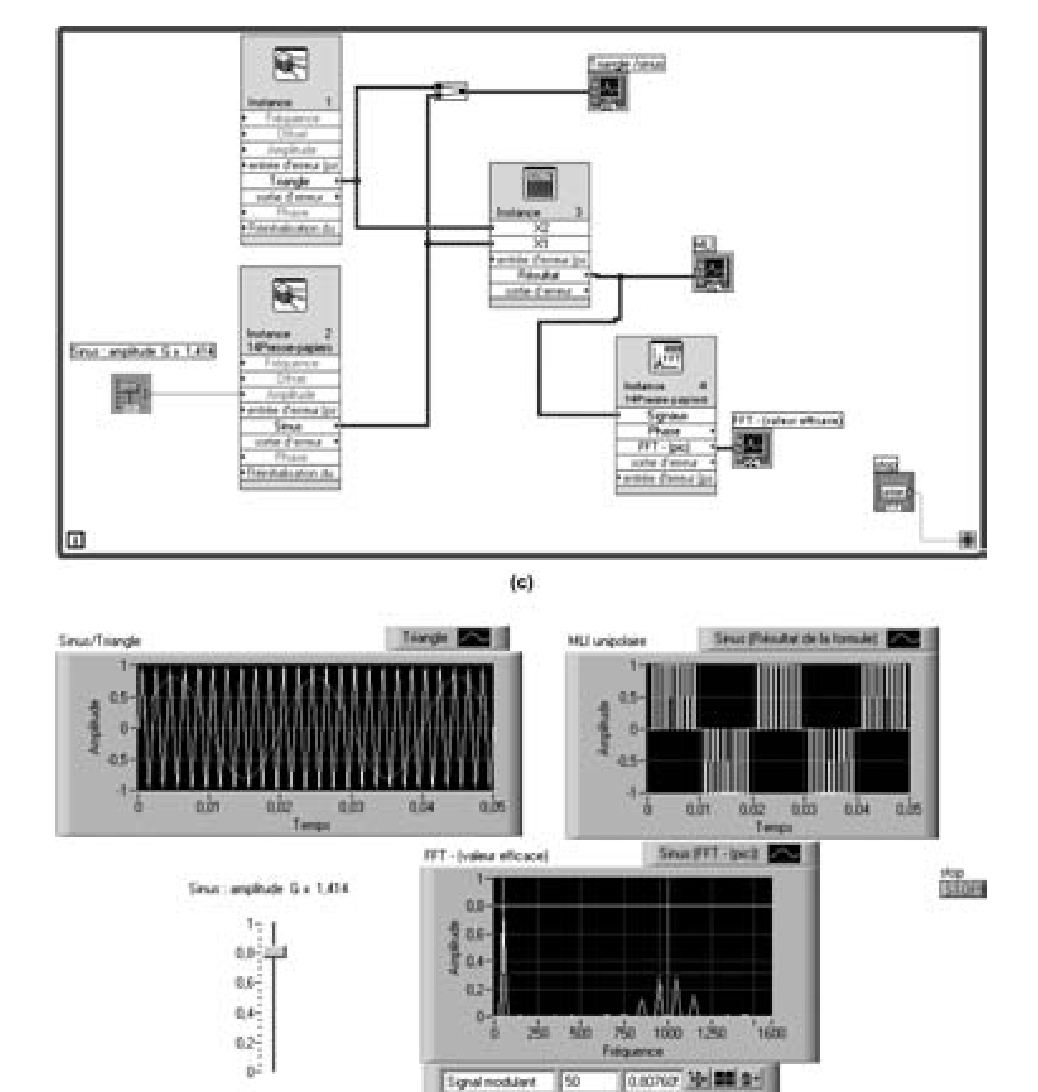


Figure A.8 c et d – Génération d'un système MLI unipolaire à intersection sinus-triangle. Analyse de Fourier.

On note que la valeur efficace de $y(t)$ fournie par la mesure du logiciel donne approximativement :

$$y_{eff} \approx \sqrt{\frac{2\sqrt{2}}{\pi}}\sqrt{G} = 0{,}948\sqrt{G}$$

Les résultats du logiciel LabVIEW confirment ceux du logiciel PSpice aux *figures A.7 et A.6 d* (voir aussi le *tableau A.6*).

A.9 Réseaux de Pétri et applications

■ Définition

Un réseau de Pétri (en abrégé RdP), noté « R », est défini généralement par le quadruplet :

$$R = \langle P, T, E, S \rangle$$

avec :

Ensemble fini P de places représentées par : $\bigcirc P_i$

Ensemble fini T des transitions représentées par : —

Ensemble fini E des arcs reliant les places aux transitions :

Ensemble fini S des arcs sortant des transitions vers les places :

Une étude est développée sur un exemple : *figure A.9*.

On y présente un réseau comportant 5 places et 5 transitions. On appelle *place d'entrée* d'une transition t_j toute place reliée à cette transition par un arc entrant.

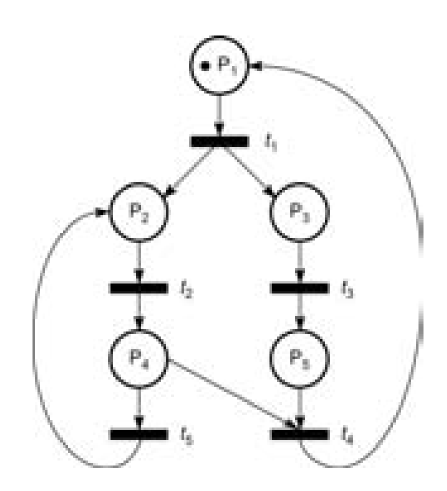


Figure A.9 – Exemple de Réseau de Pétri.

L'ensemble des places d'entrée sera noté $°t_j$; ce qui donne pour l'exemple de la *figure A.9* :

$$°t_4 = P_4 ; P_5$$

De même, on appelle **place de sortie** d'une transition t_j toute place reliée à cette transition par un arc sortant. L'ensemble correspondant des places de sortie sera noté $t_j°$; cela donne, pour l'exemple de la *figure A.9* :

$$t_1° = P_2 ; P_3$$

■ Application du réseau de Pétri à l'interrupteur tripôle

Voir aussi le chapitre 1.

On relie généralement des sources de nature contraire. Un schéma simple de fonctionnement, **dit cellule de commutation élémentaire**, est représenté *figure A.10*.

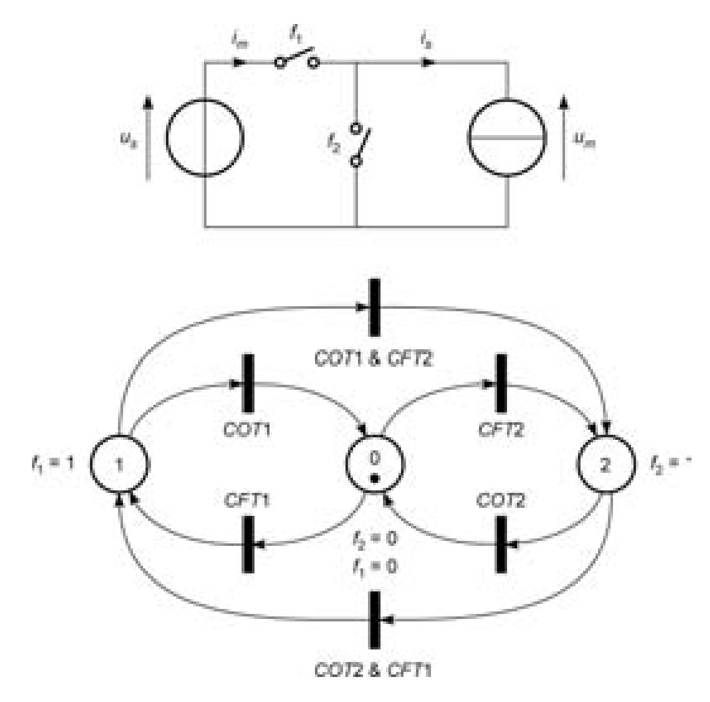


Figure A.10 – Tripôle dans une cellule de commutation élémentaire.

Les sources peuvent être à courant continu ou alternatif. L'ensemble des deux interrupteurs de fonction de connexion f_1 et f_2 est appelé **interrupteur tripôle**, parce qu'il est exclu que ces deux interrupteurs soient fermés en même temps. Cela fait que trois états seulement sont possibles, ainsi que le représente le réseau de Pétri. Les changements d'état (ou transitions) du tripôle sont donnés par les relations suivantes :

provoqués à la fermeture :

$$CFT1 = G_1 \uparrow$$
$$CFT2 = G_2 \uparrow$$

provoqués à la fermeture et à l'ouverture :

$$COT1 \;\&\; CFT2 = G_1 \;\&\; G_2 \;\&\; (u_s \downarrow = 0) + G_1 \;\&\; (u < 0) \;\&\; G_2 \uparrow + G_2 \;\&\; G_1 \downarrow$$
$$CFT1 \;\&\; COT2 = G_1 \;\&\; G_2 \;\&\; (u_s \uparrow = 0) + G_2 \;\&\; (u_s > 0) \;\&\; G_1 \uparrow + G_1 \;\&\; G_2 \downarrow$$

spontanés à l'ouverture :

$$COT1 = (i_s \downarrow = 0)$$
$$COT2 = (i_s \downarrow = 0)$$

En pratique, un interrupteur tripôle est réalisé par **deux interrupteurs dipôles**, composants électroniques **montés en demi-pont**, et commandés de manière complémentaire. Quand l'un des interrupteurs est à l'état « ouvert », l'autre est « fermé ».

Cette commande est le plus souvent périodique. On note T cette période. On désigne par t_1 la durée pour laquelle $f_1 = 1$ ($t_1 < T$) et par t_2 la durée pour laquelle $f_2 = 1$ (avec $t_2 < T$). Cela donne $t_1 + t_2 = T$.

Il faut prévoir en outre un « temps mort » noté t_d (*dead time*) durant lequel les deux composants sont bloqués. On choisit généralement $t_d \approx 2$ à $3\, sup(t_{on}, t_{off})$. La relation entre les durées de commutation devient alors : $t_1 + t_2 + 2t_d = T$.

■ Commande d'un tripôle formé de transistors duaux

La plupart des convertisseurs de puissance utilisés aujourd'hui pour la commande de moteurs en faible ou moyenne puissance utilisent un tripôle formé de deux transistors duaux, c'est-à-dire de deux transistors montés en pont et deux diodes en antiparallèle (voir *figure A.11*). Le réseau de Pétri correspondant est à cinq places.

La source de courant est imparfaite et représentée par le dipôle (e, L). Les quatorze changements d'état (ou transitions) possibles du tripôle ainsi constitué sont donnés par les relations suivantes :

spontanés à la fermeture (à éviter) :

$$CFD1 = (e \uparrow = u_s), \text{ soit } (f_1 : 0 \to 1)$$
$$CFD2 = (e \downarrow = 0), \text{ soit } (f_2 : 0 \to 1)$$

provoqués à la fermeture :

$$CFT1 = G_1 \uparrow, \text{ soit } (f_1 : 0 \to 1)$$
$$CFT2 = G_2 \uparrow, \text{ soit } (f_2 : 0 \to 1)$$

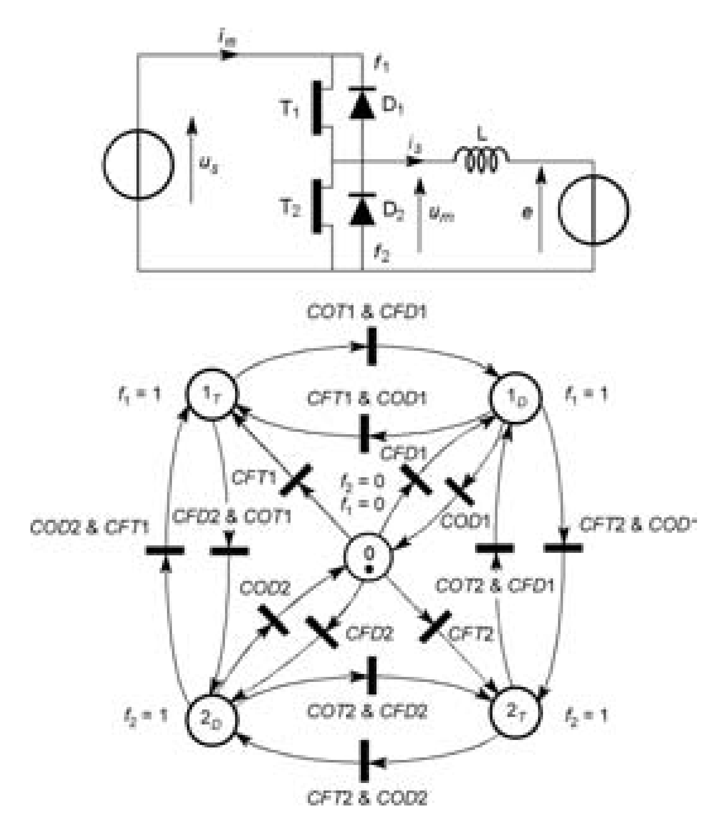


Figure A.11 – Tripôle dans une cellule de transistors duaux.

provoqués à l'ouverture et à la fermeture :

$$COT1 \ \& \ CFD2 = (is > 0) \ \& \ G_1 \downarrow, \text{ soit } (f_1 : 1 \rightarrow 0) \text{ et } (f_2 : 0 \rightarrow 1)$$
$$COD2 \ \& \ CFT1 = (is > 0) \ \& \ G_1 \uparrow, \text{ soit } (f_2 : 1 \rightarrow 0) \text{ et } (f_1 : 0 \rightarrow 1)$$
$$COT2 \ \& \ CFD1 = (is < 0) \ \& \ G_2 \downarrow, \text{ soit } (f_2 : 1 \rightarrow 0) \text{ et } (f_1 : 0 \rightarrow 1)$$
$$COD1 \ \& \ CFT2 = (is < 0) \ \& \ G_2 \uparrow, \text{ soit } (f_1 : 1 \rightarrow 0) \text{ et } (f_2 : 0 \rightarrow 1)$$

changement spontané d'interrupteur entre transistor et diode à état de fermeture constant :

$$COT1 \ \& \ CFD1 = G_1 \ \& \ \overline{G_2} \ \& \ (i_s \downarrow = 0), \text{ soit } (f_1 = 1)$$
$$CFT1 \ \& \ COD1 = G_1 \ \& \ \overline{G_2} \ \& \ (i_s \uparrow = 0), \text{ soit } (f_1 = 1)$$
$$COT2 \ \& \ CFD2 = G_2 \ \& \ \overline{G_1} \ \& \ (i_s \uparrow = 0), \text{ soit } (f_2 = 1)$$
$$CFT2 \ \& \ COD2 = G_2 \ \& \ \overline{G_1} \ \& \ (i_s \downarrow = 0), \text{ soit } (f_2 = 1)$$

spontanés à l'ouverture :

$$COD1 = (i_s \uparrow = 0), \text{ soit } (f_1 : 1 \rightarrow 0)$$
$$COD2 = (i_s \downarrow = 0), \text{ soit } (f_2 : 1 \rightarrow 0)$$

Les commandes CFT1 et CFT2 comportent à la fois une possibilité de changement provoqué et une possibilité de changement spontané, ce qui est caractéristique du transistor dual.
La mise en service du tripôle consiste à commencer de l'état « O » du réseau de Pétri, où $f_1 = f_2 = 0$. Le programme du processeur doit alors partir de cet état pour passer ensuite à l'état $f_1 = 1$.
L'arrêt du tripôle, **en particulier à l'état d'urgence**, impose le retour à l'état « O » du réseau de Pétri.
Il ne faut pas confondre l'état « O » du réseau de Pétri avec le fonctionnement « **en temps mort** » du tripôle, où les commandes des deux transistors sont bloquées, mais où le courant i_s reste différent de zéro.

A.10 Graphe informationnel de causalité

Le flux magnétique dans une inductance ou un transformateur, ou bien la charge d'un condensateur sont caractéristiques d'un « **état** », car elles sont liées à l'énergie accumulée.
On appelle objet accumulateur tout élément lié à une grandeur causale, créant une **grandeur d'état ou d'accumulation**. Par exemple ceux de la *figure A.12*.

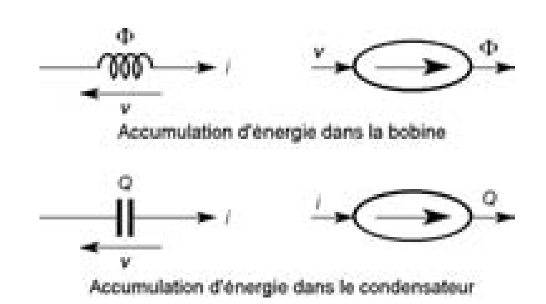


Figure A.12 – Objets accumulateurs d'énergie.

On a pour l'inductance : $v = \dfrac{d\phi}{dt} \Rightarrow \phi = \phi_0 + \int_0^t v\,dt$.
Le **schéma générique** correspondant est à la *figure A.13*. La grandeur d'entrée v est une grandeur « influente » ou causale. La grandeur de sortie est une grandeur d'état (le flux) et aussi une grandeur énergétique car $W_s = \dfrac{1}{2}\left(\dfrac{\phi^2}{L}\right)$.
On présente à la même figure le **schéma générique** de l'objet **accumulateur** « condensateur » avec ici $i = \dfrac{dQ}{dt} \Rightarrow Q = Q_0 + \int_0^t i\,dt$. La grandeur d'état, la charge Q, est aussi une grandeur énergétique car $W_s = \dfrac{1}{2}\left(\dfrac{Q^2}{C}\right)$.

■ Relation rigide

Quand la relation est « **rigide** », il n'y a pas d'accumulation, mais **dissipation** d'énergie, comme dans le cas de la **résistance électrique**. Intervient alors une « double causalité » représentée à la *figure A.13*.

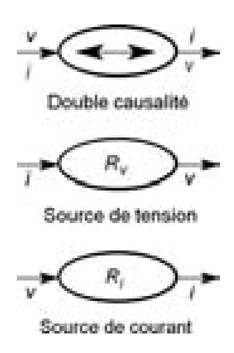


Figure A.13 – Schémas génériques.

La « double causalité » indique que la relation peut être établie dans les deux « sens ». Dans une résistance :

- si l'on impose le courant i (la cause), la conséquence sera $v(t) = Ri$;
- inversement si l'on impose la tension v, la conséquence sera $i = v/R$.

Les sources imposent une grandeur en sortie et la relation la définissant est rigide.

Pour la source de tension, la relation $\boldsymbol{R_v}$ définissant cette source indique que v est imposée, $\forall\ i$.

Pour la source de tension, la relation $\boldsymbol{R_i}$ définissant cette source indique que i est imposé, $\forall\ v$.

Les sources de tension et de courant sont représentées à la *figure A.13*.

■ Modulateur et gyrateur

Ce sont des objets coupleurs de puissance (*figure A.14*).

Le modulateur conserve entre l'entrée et la sortie la nature énergétique des grandeurs « **potentielles** » G_{p1} et G_{p2} (telles que la tension électrique ou le couple) de part et d'autre des éléments de couplage ainsi que les grandeurs « **cinétiques** » G_{c1} et G_{c2} (telles que le courant électrique ou la vitesse). On désigne par m l'indice de modulation. La « double causalité » indique que la relation fondamentale $\boldsymbol{R_m}$ est telle que $G_{p2} = m\ G_{p1}$ et $G_{c1} = m\ G_{c2}$.

Le gyrateur assure une permutation entre les grandeurs **potentielles et cinétiques** de l'entrée et la sortie de part et d'autre des éléments de couplage. On désigne par k l'indice de gyration. La relation fondamentale $\boldsymbol{R_k}$ est telle que $G_{c2} = k\ G_{c1}$ et $G_{c1} = k\ G_{p2}$.

Les représentations **génériques** du modulateur et du gyrateur sont données à la *figure A.14*.

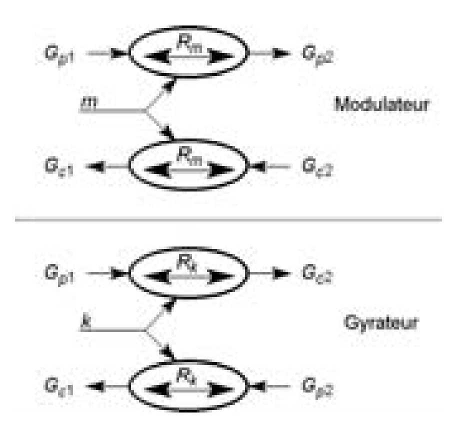


Figure A.14 – Schémas génériques du modulateur et du gyrateur.

Exemple 1 : on considère un transformateur « idéal » dont les relations sont les suivantes :

$$v_2 = m\, v_1 \text{ et } i_1 = m\, i_2\ \forall\, i_2,\ \forall\, v_1 \text{ où } m \text{ est le rapport de transformation}$$

Le transformateur « idéal » est un **modulateur** car les relations « entrées-sorties » relient les grandeurs « **potentielles** » v_2 et v_1 d'une part et les grandeurs « **cinétiques** » i_2 et i_1 d'autre part. Le rapport de transformation m est aussi l'indice de modulation.

Exemple 2 : on considère un moteur « idéal » à courant continu à flux constant dont les relations sont les suivantes :

$$T_e = K\, i$$
$$e = K\,\Omega$$

où T_e est le couple électromagnétique, i le courant d'induit, e la f.é.m., K la constante de f.é.m., et Ω la vitesse angulaire (pour plus de développements, voir le chapitre 8).

Le **moteur « idéal »** peut être considéré comme un **gyrateur**, en remarquant que le couple et la f.é.m. sont des grandeurs potentielles, et le courant et la vitesse des grandeurs cinétiques. La constante de f.é.m. K est alors également **l'indice de gyration**.

■ Graphe informationnel de causalité

En utilisant la représentation générique, on veut y inclure les règles de causalité. On constitue ainsi un **graphe informationnel de causalité** (GIC).

Généralement, on est amené à séparer la partie **opérative** (le processus du système considéré) de la partie **commande.** La commande intervient le plus souvent sur les indices de modulation ou de gyration.

On considère l'exemple de la *figure A.15*. Déterminons le GIC du circuit.

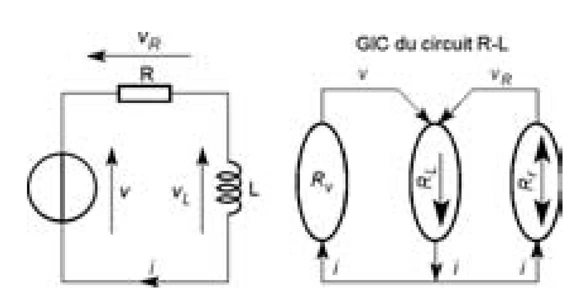


Figure A.15 – GIC d'un circuit R-L.

La relation R_v correspond à v imposé ∀ i, ce qui donne :

$$R_r \rightarrow v_R = Ri$$

La relation R_L correspond à :

$$R_L \rightarrow L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} = v - v_R$$

Le graphe permet de déterminer le sens de la causalité, et ainsi d'en déduire le moyen de la commande, puisque celle-ci n'est possible qu'en respectant le principe de causalité.

■ Utilisation du modèle inverse

On définit le graphe informationnel d'un système, ou d'un convertisseur, de manière à caractériser le processus de son fonctionnement, par la relation $y = R(x)$. Généralement, on cherche à asservir ou à réguler une tension, ou un courant intervenant sur le convertisseur.

Par principe, la commande revient à permuter l'orientation des variables intervenant dans le processus ainsi caractérisé et à en déduire le modèle inverse du processus.

La relation de commande doit être telle que la grandeur de réglage x_{REG} soit du type :

$$x_{REG} = R^{-1}\, y_{REF}$$

Cas des relations « rigides » : la double causalité permet la commande dans les deux sens. La relation inverse de commande est $R_c = R^{-1}$. Ainsi par exemple une relation de type $v_2 = m\, u_0$ avec u_0 fixe devient au niveau de la commande $m_{REG} = v_{2REG}/u_0$.

Cas des relations « causales » qui résultent d'une intégration : l'opération inverse fait intervenir une dérivation, qui ne peut être réalisée que de manière approchée. Une relation causale ne peut donc pas être bijective. Si l'on désire asservir la grandeur y d'un processus déterminé par une relation **causale** de la forme $y = R(x) \Leftrightarrow$

$y = \frac{1}{K}\int x(t)\,dt$, la commande inverse doit respecter la règle présentée à la *figure A.16*. La relation de commande doit être du type $R_c \to x_{REG} = C(y_{REF} - y)$.
Si $x = x_{REG}$ et $C \to \infty$, alors $y \to y_{REF}$. Il est donc nécessaire que C tende vers l'infini pour que $y(t)$ suive sa référence y_{REF}. Ainsi, on a bien procédé à l'inversion de la commande.

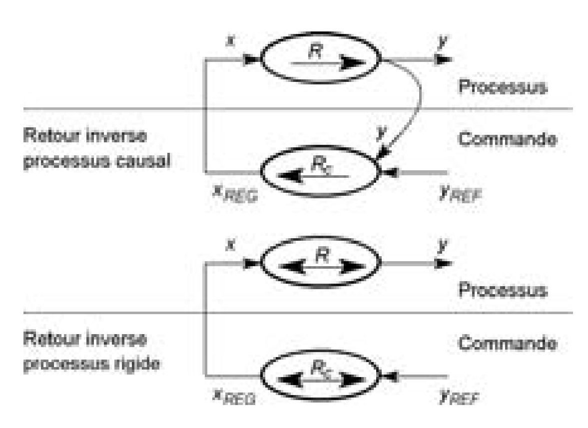


Figure A.16 – Modèle inverse pour un processus rigide ou causal.

Ainsi, **un processus causal**, par exemple une = relation de type $\frac{i(s)}{u(s)} = \frac{1}{R + sL}$, **devient au niveau de la commande** $\frac{u_{REG}(s)}{\varepsilon\ (s)} = \frac{K}{s}(R + sL)$ où $\varepsilon = i_{REF} - i$ où l'on a placé l'intégrateur $\frac{K}{s}$ pour que $C \to \infty$ pour $t \to \infty$.

BIBLIOGRAPHIE

Francis BRICHANT. *Les Onduleurs autonomes – Conception et application industrielle*, Dunod, 1982

Robert CHAUPRADE, Francis MILSANT. *Commande électronique des moteurs à courant continu et à courant alternatif*, Eyrolles, 1978

Cyril W. LANDER. *Électronique de puissance*, Mc-Graw Hill, 1989

Jean-Louis DALMASSO. *Cours d'électrotechnique, tome 2 : Traitement de l'énergie électrique*, Belin, 1985

FOCH, ESCAUT, MARTY, METZ, ROUX, SCHONECK. *Hacheurs et onduleurs autonomes*, Polycopiés ENSEEIHT, 1983

Hervé LABORNE. *Convertisseurs assistés par un réseau alternatif* (2 volumes), Eyrolles, 1989-1992

Guy SÉGUIER. *Électronique de puissance,* 8e édition, Dunod, 2004

Guy SÉGUIER. *Les Convertisseurs de l'électronique de puissance* (4 volumes), Dunod, 2004

Hansruedi BÜHLER. *Convertisseurs statiques*, Presses polytechniques et universitaires romandes (Lausanne Suisse), 1991

Hansruedi BÜHLER. *Réglage de systèmes de l'électronique de puissance* (3 volumes), Presses polytechniques et universitaires romandes (Lausanne Suisse), 1997-1999

Jean-Paul HAUTIER, Jean-Pierre CARON. *Convertisseurs statiques : Méthodologie causale de modélisation et de commande*, Technip, 1998

Documents ABB. *Industry Power Electronics*, PO Box 184 FIN-00381, Helsinki, Finland

INDEX

G

H

I

L

M

O

P

Q

R

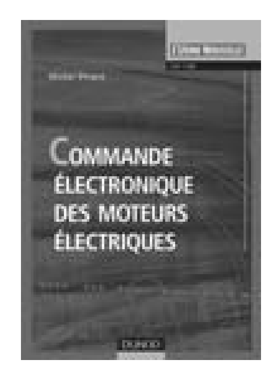
S

T

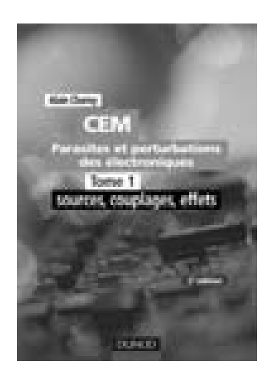
V

Z

CHEZ LE MÊME ÉDITEUR



Michel PINARD
Commande électronique des moteurs électriques
600 p.

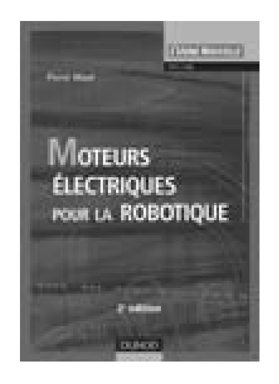


Alain CHAROY
CEM - Parasites et perturbations des électroniques, 2e édition
Tome 1. Sources, couplages, effets
Tome 2. Terres, masses, câblages
Tome 3. Blindages, filtres, câbles blindés
Tome 4. Alimentation, foudre, remèdes

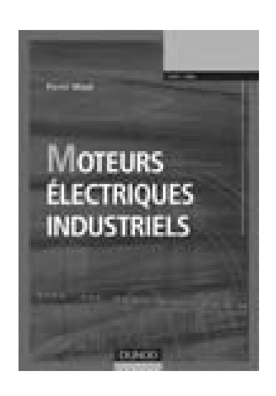


Francis COTTET, Emmanuel GROLLEAU
Systèmes temps réel de contrôle-commande – Conception et implémentation
568 p.

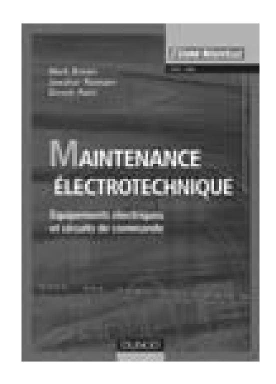
CHEZ LE MÊME ÉDITEUR



Pierre MAYÉ
Moteurs électriques pour la robotique,
2e édition
296 p.



Pierre MAYÉ
Moteurs électriques industriels,
392 p.



Mark BROWN
Maintenance électrotechnique
296 p.

49674 - (I) - (1) - CSBM 90° - SCM - CDD
Imprimerie CHIRAT - 42540 Saint-Just-la-Pendue
Dépôt légal : avril 2007
N° 4300

Imprimé en France

TECHNIQUE ET INGÉNIERIE
Série EEA

GESTION INDUSTRIELLE

CONCEPTION

FROID ET GÉNIE CLIMATIQUE



MÉCANIQUE ET MATÉRIAUX

CHIMIE

ENVIRONNEMENT ET SÉCURITÉ

EEA

Michel Pinard

CONVERTISSEURS ET ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE

Commande • Description • Mise en œuvre

Cet ouvrage dresse un large panorama de l'électronique de puissance : aspects fondamentaux et résultats expérimentaux, équipements et matériels, outils de conception et mise en œuvre en milieu industriel. C'est dans un esprit résolument pragmatique que sont ainsi présentés :

- les **systèmes électroniques de commande**, créateurs et transmetteurs, analogique et numérique ;
- les **différents types de convertisseurs**, leurs principes de fonctionnement et leurs comportements dans les conditions idéales puis réelles ;
- leurs **performances**, grâce notamment à la souplesse des systèmes de commande, mais aussi leurs fragilités (en particulier en régime transitoire) ;
- les **outils logiciels** (SIMULINK, PSpice et LabVIEW) à même d'accroître la connaissance de leurs comportements et la performance des systèmes.

En annexes sont décrits plus en détail les outils mathématiques et informatiques de l'électronique de puissance. De très nombreux exemples et études de cas illustrent le propos du livre, ainsi véritable outil de référence, de travail et d'apprentissage pour tous les professionnels ou futurs professionnels de l'électrotechnique et de l'automatique : ingénieurs, techniciens et élèves ingénieurs, mais aussi étudiants en 3e cycle.

MICHEL PINARD
Chevalier dans l'Ordre des Palmes Académiques, professeur agrégé de physique appliquée, ancien élève de l'École normale supérieure de Cachan, il enseigne aujourd'hui l'électronique de puissance à l'ESIEE ainsi qu'au centre régional du CNAM de Clichy.
Il étudie pour le compte d'industriels des systèmes novateurs dans le domaine de l'électronique de puissance.







6637334
ISBN 978-2-10-049674-7
www.dunod.com